

Application Note

直流电动汽车充电应用中电流检测的设计注意事项



Riccardo Ruffo, Lei Song, Harald Parzhuber

Systems Engineering and Marketing

摘要

随着世界各国政府致力于实现环境可持续发展目标，以及汽车行业计划加大投资来加快汽车电气化进程，从内燃机转向电动汽车 (EV) 似乎已成必然趋势。直流快速充电站的容量近年来显著增长。以前的标准容量为 150kW，现在的容量已经达到 350kW 及以上，而且还在继续提高。为了达到 350kW 及以上，一种常见的技术是将 20kW 至 40kW 的模块并联堆叠，并在更高级别的控制环路中对这些并联模块进行负载均衡。电流和电压检测技术在直流快速充电站的电源模块控制环路中发挥着至关重要的作用。本应用报告探讨了电动汽车充电应用中有关电流检测的设计注意事项，尤其关注与系统性能相关的增益误差、偏移、带宽和延迟。

内容

1 引言	3
1.1 电动汽车直流充电站	3
1.2 电流检测技术选择和等效模型	4
2 交流/直流转换器中的电流检测	6
2.1 交流/直流级的基本硬件和控制说明	6
2.2 A 点和 B 点 - 交流/直流级交流相电流检测	9
2.3 C 点和 D 点 - 交流/直流级直流链路电流检测	21
2.4 A 点、B 点、C _{1/2} 点和 D _{1/2} 点的优缺点汇总以及产品建议	24
3 直流/直流转换器中的电流检测	26
3.1 具有相移控制功能的隔离式直流/直流转换器的基本工作原理	26
3.2 E、F 点 - 直流/直流级电流检测	26
3.3 G 点 - 直流/直流级谐振回路电流检测	29
3.4 检测点 E、F 和 G 汇总以及产品建议	31
4 结语	32
5 参考资料	33

插图清单

图 1-1. 电动汽车充电系统的电流检测点	3
图 1-2. 电流检测测量模型	4
图 2-1. 两级交流/直流转换器的原理示意图	6
图 2-2. dq 电流控制 (前馈, PI 比例积分控制)	7
图 2-3. 电压和电流控制环路	8
图 2-4. 标称负载为 11kW 时交流/直流转换器的电网电压和电流	10
图 2-5. t = 0s 时的放大部分 (跨度 100 μs)	11
图 2-6. 当死区时间为 250ns 和 1.5 μs 时从 PCC 消耗的电流 (50Hz 工作频率)	12
图 2-7. 图 2-6 中所示电流的 FFT 以及放大部分 (50Hz)	13
图 2-8. 交流/直流转换器的电网电压和电流: 阶跃功率和电压骤降响应	14
图 2-9. t = 3ms 时的放大部分 (跨度 200 μs)	15
图 2-10. t = 26ms 时的放大部分 (跨度 200 μs)	15
图 2-11. 交流/直流转换器的电网电压和电流: 交流/直流转换器的短路响应	16
图 2-12. t = 19.5ms 时的放大部分 (跨度 120 μs): 交流/直流转换器的短路响应	17
图 2-13. t = 19.5ms 时的 PWM 放大部分 (跨度 120 μs): PWM 关断行为	18
图 2-14. 具有功率处理单元模型的简化直流总线电压控制环路	19
图 2-15. 在直流链路带宽和增益误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波	20
图 2-16. 在直流链路带宽和偏移误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波	21

图 2-17. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应 (具有和不具前馈)	22
图 2-18. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应 (具有前馈)	23
图 2-19. 在直流链路增益误差参数下直流链路对阶跃功率的电压响应 (具有前馈)	24
图 3-1. 具有相移控制功能的双有源电桥 (DAB) 直流/直流转换器的典型控制环路.....	26
图 3-2. 电流检测点 E、F.....	27
图 3-3. 直流/直流阶跃负载响应与电流传感器带宽间的关系.....	28
图 3-4. 稳态输出电流误差与电流传感器增益误差间的关系.....	28
图 3-5. 稳态输出电流误差与电流传感器偏移误差间的关系.....	29
图 3-6. 在隔离式直流/直流转换器的初级或次级谐振回路处进行电流检测.....	30
图 3-7. 过零检测的传播延迟.....	30
图 3-8. 采用 ISOW7741、ISOW7841 的 ZCD 电路.....	31

表格清单

表 1-1. 电动汽车充电器的目标规格.....	3
表 2-1. 电流检测点 A、B、 $C_{1/2}$ 和 $D_{1/2}$ 的优缺点.....	24
表 2-2. 在 A、B、 $C_{1/2}$ 和 $D_{1/2}$ 点进行电流检测的交流/直流级最低要求和可用产品.....	25
表 3-1. 在 E、F 和 G 点处进行电流检测的优缺点.....	31
表 3-2. 适合在 E、F 和 G 点进行电流检测的产品.....	32

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

1.1 电动汽车直流充电站

要将电力从车辆电池供给或回流到电网，交流和直流电源轨之间需要多个转换级，如图 1-1 所示。

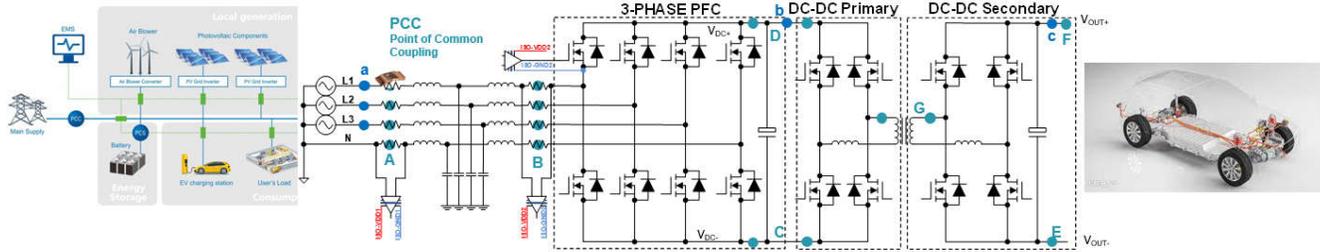


图 1-1. 电动汽车充电系统的电流检测点

交流/直流转换器负责通过控制公共耦合点 (PCC) 的电流总谐波失真 (THD) 和直流电压，将交流电转换为直流电。同时，隔离式直流/直流转换器主要用于电网和汽车之间的电气隔离，并实现恒流 (CC) 和恒压 (CV) 充电功能。

图 1-1 展示了电动汽车充电系统的典型电流传感器位置。

- 交流/直流级的功率调节和保护通过置于 A、B、C 和 D 点的传感器来实现：
 - A 点是转换器与 PCC 之间的主要连接点。通过将传感器放置在该位置，可以更准确地监测和控制向电网推送或从电网拉取的电流，从而精确控制与电网交换的有功功率和无功功率。
 - B 点能够测量开关节点 (SN) 中的开关电流。通过在此位置放置电流传感器，可以改善对电源开关的保护并提高控制环路速度。此外，当电流检测电路需要隔离式电源时，可以利用栅极驱动器电源，从而降低设计的总成本。然而，该测量不包括 EMI 滤波器中的损耗，因此该位置不太适合进行无功功率补偿。
 - C 点是直流总线电流的测量点。当电源与底部开关驱动器电源共用时，在该位置放置电流检测电路可以降低成本。
 - D 点是直流总线电流的测量点，位于直流总线的正电源轨上。
- 直流/直流级的功率调节和保护通过置于 G、F 和 E 点的检测电路来实现。
 - G 点用于控制绕组电流。
 - F 点是电池电流的测量点，位于正极端子上。
 - E 点是电池电流的测量点，位于负极端子上。检测流向负极端子的电流的好处是，可以利用低侧 FET 的栅极驱动器电源为电流检测电路供电。

本应用手册基于仿真结果进行了一项研究，旨在确定电动汽车直流充电应用中电流传感器所需的最低规格。根据表 1-1 中列出的系统规格，我们得出了 11kW 系统的带宽、增益误差、偏移和延迟的最佳值。本文档中考虑了两种不同的隔离式直流/直流拓扑：具有相移控制的双有源电桥 (DAB) 和具有 CLLLC 谐振转换器的 DAB。

节 2 讨论了分别在 A 点和 B 点进行交流/直流级输入电流检测的设计注意事项，以及在 C 点和 D 点进行直流链路电流测量的设计注意事项。节 3 详细说明了直流/直流级中电流检测点 (G、F、E) 的相关要求，包括带宽、增益和失调电压误差等属性对直流/直流级的性能有何影响。

表 1-1. 电动汽车充电器的目标规格

条件	说明
额定功率和功率流	11kW 双向运行，可支持 V2G/V2H
交流等级	400V _{AC} (每相 230V _{AC} , 3 相) 16A _{RMS} (每相)
交流电流的总谐波失真	满载时 PCC 处为 3.6%
直流额定值	V _{DCBUS} 800V 标称值 (650V 至 800V) I _{DCBUS} 14A (14A 至 17A) V _{BAT} 400V (250V 至 450V) I _{OUT} 27.5A (24A 至 44A)

下面描述了该等效模型的每个单级：

1. 表示电流传感器所表现出的带宽限制。在本应用手册中，检测级建模为一阶低通滤波器，其中常量时间描述如下： $\tau = 1/(2\pi f_b)$ 。

其中

- τ 是电流传感器的带宽

2. 表示增益误差，其建模如下： $i_m = (1 + \varepsilon)i_r$

其中

- a. i_r 是实际电流
- b. ε 是传感器的增益误差
- c. i_m 为测量值

3. 表示该研究中定义的、相对于测量范围的偏移。偏移以满量程范围的百分比形式表示。
4. 表示检测级引入的延时时间，在需要尽快检测到过流和短路时，延时变得至关重要。

2 交流/直流转换器中的电流检测

2.1 交流/直流级的基本硬件和控制说明

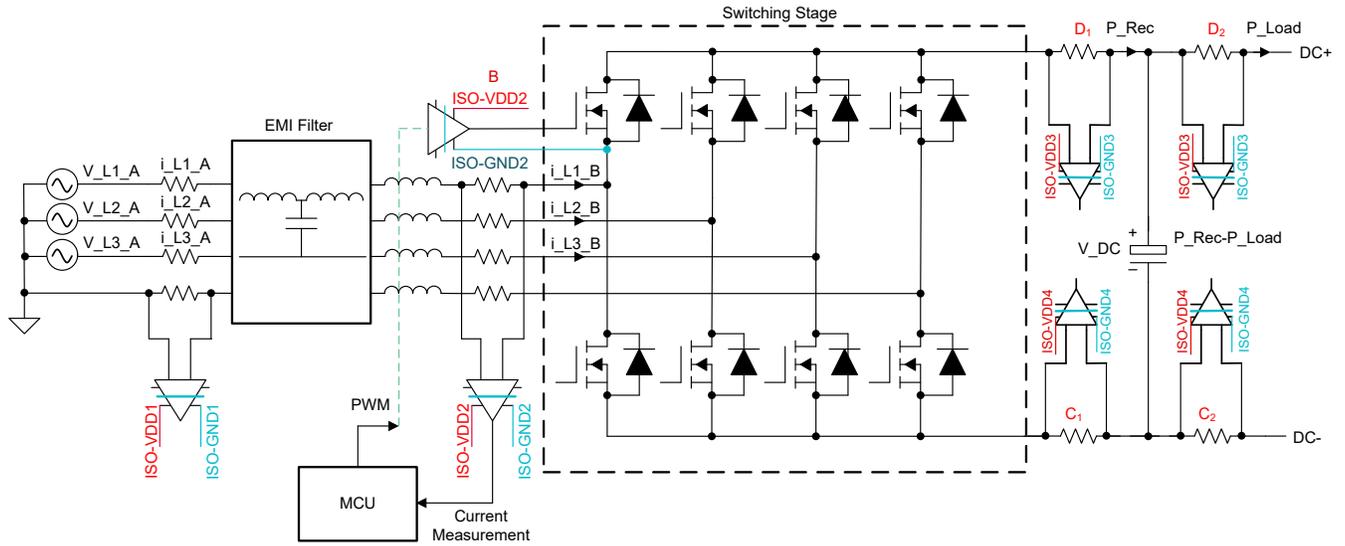


图 2-1. 两级交流/直流转换器的原理示意图

图 2-1 展示了典型的交流/直流转换器。以下列表描述了转换器的每个部分：

- EMI 滤波器用于降低转换器产生的电磁噪声并符合相关标准⁷
- 交流和直流侧的电流传感器和电压传感器（未在方案中体现）用于监测、控制和保护电源转换器
- 开关级用于将交流电转换为直流电，该可以通过多种拓扑实现，如 T 型转换器和 ANPC 转换器^(8,9)
- 微控制器用于进行测量和计算功率级中开关的 PWM 占空比，以使受控电流与电网电压同步

节 2.1.1 和节 2.1.2 描述了微控制器内部执行的控制例程，并详细介绍了电流检测参数和数字控制环路之间的相关性。

2.1.1 交流电流控制环路

通过将控制单元与电网频率同步，可实现交流和直流之间的受控电源转换，从而使电网消耗的电流具有受控振幅和相位。为了使 MCU 与电网同步，MCU 会对电网电压 (V_{L1_A} 、 V_{L2_A} 和 V_{L3_A}) 进行采样并将其输入锁相环 (PLL)¹¹。可以采用旋转参考坐标系技术 (dq 坐标系控制)，利用 PLL 的结果 ($\cos(\phi)$ 、 $\sin(\phi)$) 以及 Clarke 和 Park 变换来控制三相系统，从而简化和改进控制。

图 2-2 是电流控制环路的原理图示意图，该控制环路在交流/直流级中采用旋转坐标系实现，其中通过对 I_{L1_A} 、 I_{L2_A} 、 I_{L3_A} 或 I_{L1_B} 、 I_{L2_B} 、 I_{L3_B} 进行 Clarke 和 Park 变换，可以得出测量的 I_d 和 I_q 。

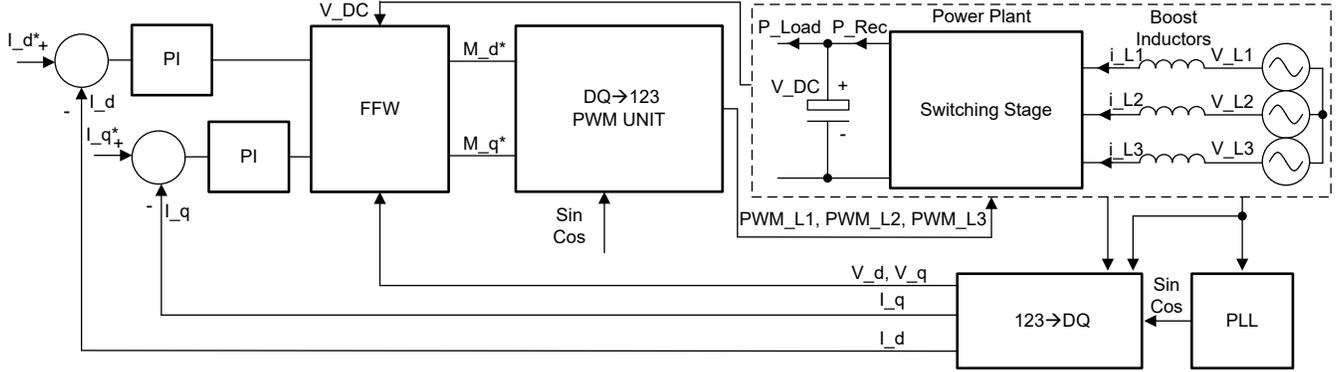


图 2-2. dq 电流控制 (前馈，PI 比例积分控制)

图 2-2 展示了可通过两个 PI 控制器来控制电流：

- 通过改变称为直流电流 (I_d^*) 的基准电流，可以相对于相应电网电压对三相电流进行同相控制。此功能支持直接控制交流/直流级消耗或提供的有功功率，如方程式 1 所示，其中 P_{Rec} 是三相有功功率。改变基准电流的符号可以相应地消耗和提供功率。
- 通过更改称为正交电流 (I_q^*) 的基准电流，可以相对于相应电网电压来对三相电流进行 90° 相移控制。通过改变这个值，可以直接控制无功功率，如方程式 2 所示，其中 Q 是总三相无功功率。通过改变基准电流的符号，可以改变设备消耗的容性或电感功率。

$$P_{Rec} = \frac{3}{2}V_d I_d^* \quad (1)$$

$$Q = \frac{3}{2}V_d I_q^* \quad (2)$$

除了 PI 控制器外，电流环路中通常还实现了前馈 (FFW)，以便在系统中的变量发生变化时 (例如，如果 V_{DC} 未得到补偿，当 V_{DC} 降低时，控制环路带宽可能会增加，从而可能导致不稳定) 减少响应时间并消除对控制环路带宽的依赖性。

2.1.2 直流电压控制环路

在多种应用中，连接在整流器级直流侧的负载或源并非始终作为电压源，实际上负载可以充当电阻器、电流阱或电流源。当直流/直流级不存在电压源行为时，如果请求的功率 (P_{Rec}) 与直流总线电压之间存在依赖关系，则可能导致输出中没有受控电压。不受控制的直流总线电压会导致交流/直流级变得不稳定，从而触发可能的电流和电压保护，甚至损坏转换器本身。为了解决此问题，这里实施了一个层次结构相对于电流环路更高的额外控制，如图 2-3 所示。这里还增加了一个电压控制环路，该环路能够通过下一级控制环路 I_{dq} 的 I_{d^*} 来控制电网消耗或提供的有功功率。额外的 PI 控制器会生成一个基准 (I_{d^*})，这可以通过实现 V_{DC}^* 等于 V_{DC} 来匹配整流器和负载功率 (P_{Rec} 和 P_{Load})，因为直流链路电容中没有功率流动。整流器功率和负载功率之间的匹配通过积分部分实现。

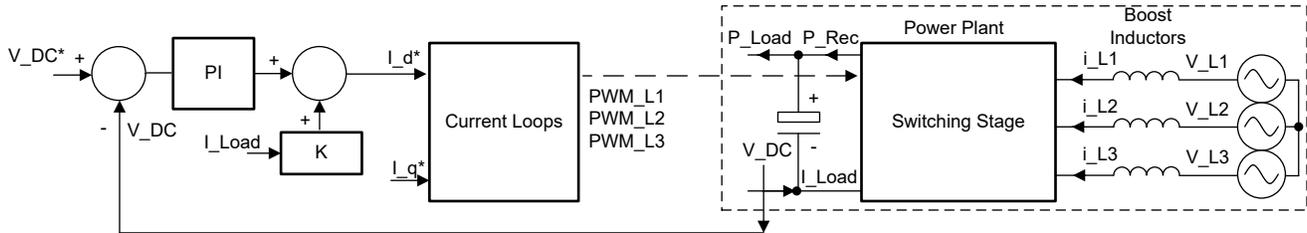


图 2-3. 电压和电流控制环路

如图 2-3 所示，这里实施了可通过直流电流测量实现的前馈，以缩短环路的响应时间。这里实现了一个通用因子 K ，因为该因子依赖于电压、电流和控制技术实现方案。此功能对于转换器运行本身并不重要，但可以显著提高性能，如节 2.3 中所示。

I_{q^*} 基准与电压环路无关，因为该基准不涉及有功功率调节，因此在直流链路电容器的充电和放电过程中也不受影响。如前所述， I_{q^*} 直接控制系统的无功功率。

2.2 A 点和 B 点 - 交流/直流级交流相电流检测

本节介绍了在公共耦合点 (A 点) 或开关节点 (B 点) 放置电流传感器的设计注意事项。另外还提供了更改检测参数时对节 2.1 中所述控制环路性能的研究结果。

我们从系统层面讨论了电流传感器的偏移、带宽、增益误差和延迟,旨在确定最低要求。由于许多情况都是重复的,因此这里并未涵盖 A 点和 B 点的所有情况,而只是介绍了最坏的情况,以确定最低要求。以下列表显示了每个电流传感器规格分析的所有详细信息:

- **传感器带宽:** 这里对 A 点和 B 点都进行了分析。在 A 点进行分析是因为相位误差在无功功率控制中需要可以忽略不计。在 B 点进行分析是因为需要尽可能快地控制交流电流。
- **最高延迟:** 仅在开关节点中进行了分析,因为 B 点是距离需要保护的电源开关最近的点。此外, A 点和 B 点之间存在一个 EMI 滤波器,该滤波器可能会导致来自开关节点的电流与 PCC 之间存在不匹配。
- **增益误差:** 在 PCC 和开关节点处,增益误差的影响是相同的。分析在开关节点中进行,因为在 B 点,可以实现更高的电流控制环路带宽,因此当存在精度误差时,电流的 THD 会更高。随后,当系统中存在更高的带宽时,电压环路会将噪声注入电网电流中。
- **偏移误差:** 在 PCC 和开关节点处,偏移误差的影响是相同的。分析在开关节点中进行,因为在开关节点处可以实现更高的电流控制环路带宽,因而当存在偏移时,电流的 THD 会更高。

2.2.1 带宽的影响

进行稳态和瞬态分析的目的在于,观察控制环路性能随电流传感器带宽的变化情况,从而确定最小带宽。

2.2.1.1 稳态分析:基波电流和过零电流

在此分析中,电网电流是在开关节点 (B 点) 中进行控制的,受控电流的典型曲线如图 2-4 所示。图 2-4 表明,三个电流和三个电压同相,从而实现从直流到交流电网的有功功率转换(向电网输送 11kW)。图 2-5 中的放大部分显示,开关节点中的电流由 50Hz 的基波分量以及由二级转换器开关引起的重要电流纹波振幅组成。

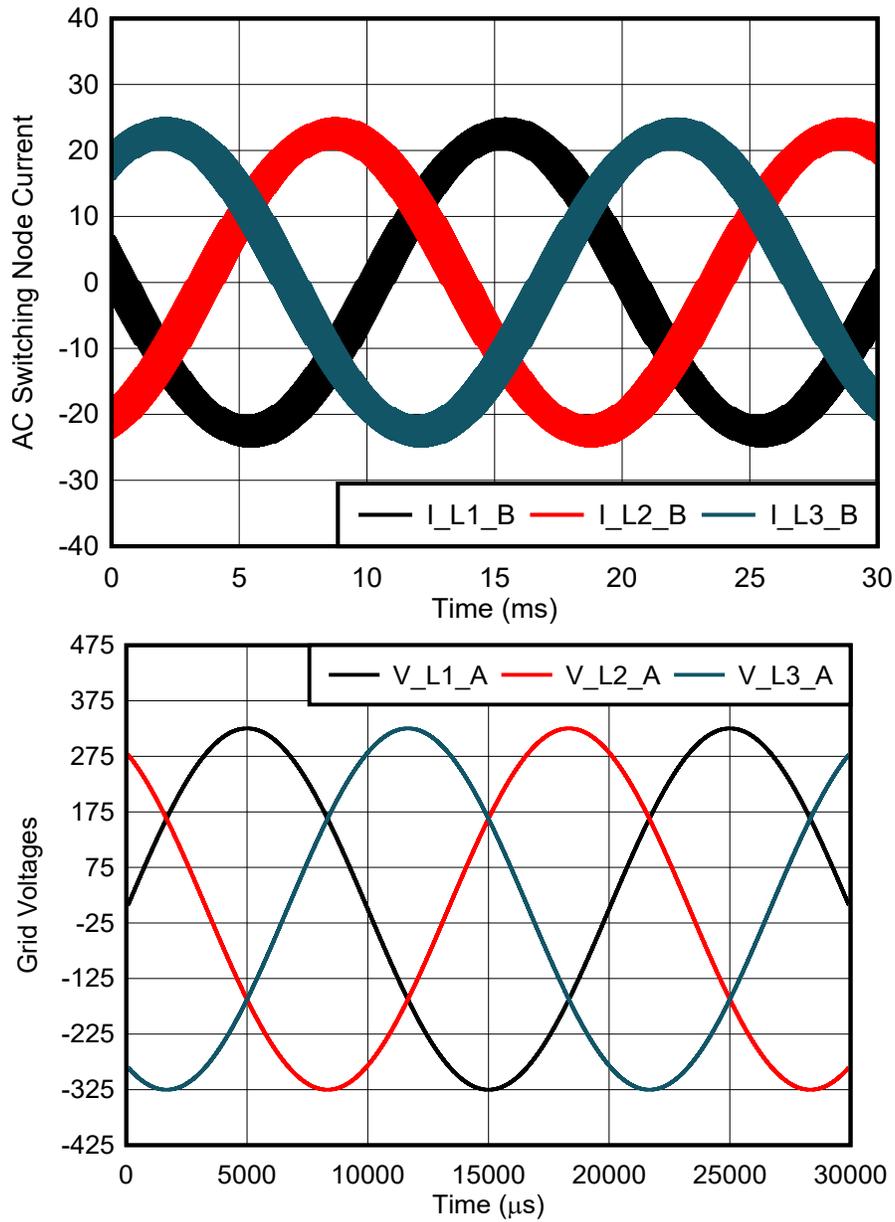


图 2-4. 标称负载为 11kW 时交流/直流转换器的电网电压和电流

图 2-5 是图 2-4 的放大图，显示了整流器电流以及具有 50Hz 基波谐波的平均电流。

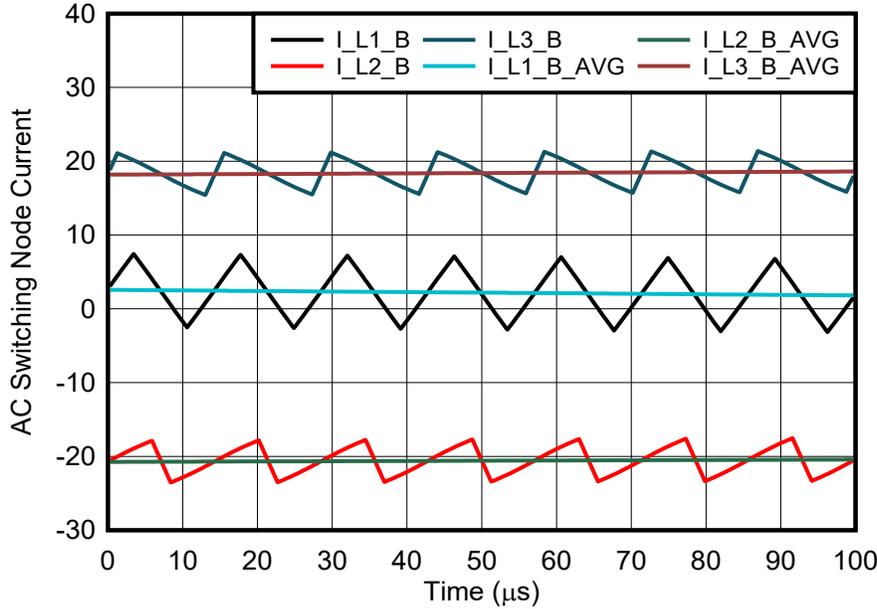


图 2-5. $t = 0s$ 时的放大部分 (跨度 $100 \mu s$)

交流和直流之间的电源转换通过电网频率控制的电流来实现。因此，需要测量电流（例如 $I_{L1_B_AVG}$ ）的基波谐波，并确保其振幅正确且没有重要相位延迟，然后传输给 MCU。50Hz 或 60Hz 分量可以通过采样技术（例如同步采样、平均控制等）获得。通过采用这些技术，数字控制环路中不会引入重要的相位延迟，从而使环路响应更快¹²。然而，电流传感器具有带宽限制，因此并非理想的选择。电流传感器可能导致 MCU 端子上出现重要的相位延迟和振幅误差。此误差可能会影响到交换的有功功率和无功功率，并可以使用方程式 3 表示。

$$\varphi = \text{atan}(2\pi f_e \tau) \quad (3)$$

其中

- φ 是测量电流与实际电流之间的相位延迟
- f_e 是测量信号的电气频率，对于该应用，该频率等于 50Hz 或 60Hz
- τ 是测量链呈现低通滤波器行为的常量时间

通过使用方程式 3，当截止频率高于电网电气频率 100 倍（当电网频率为 60Hz 时为 6kHz）时，可以实现小于 0.6° 的相位角延迟。这种相移会导致 50Hz 或 60Hz 的有功和无功受控功率出现可忽略的误差。用于进行电源转换的组件具有 6kHz 带宽，这对于控制电网电流来说已经绰绰有余。

通常，50Hz 或 60Hz 并不是唯一要控制的频率成分，电网电流中还存在由功率级中死区时间引入的更高频率分量，从而导致 THD 显著增加。必须通过测量来捕获高频分量，以便 MCU 可以对这些分量进行校正，从而使用软件消除。增加死区时间会导致更高的失真，特别是在电流过零（即 11ms）处，如图 2-6 所示。该图显示了 A 点处的电流波形，该波形对应于工作功率为 11kW 的交流/直流转换器在控制器的死区时间发生变化时所消耗的电流情况。上面的图展示了具有 250ns 死区时间的电流波形，下面的图展示了具有 1.5 μs 死区时间的电流波形。

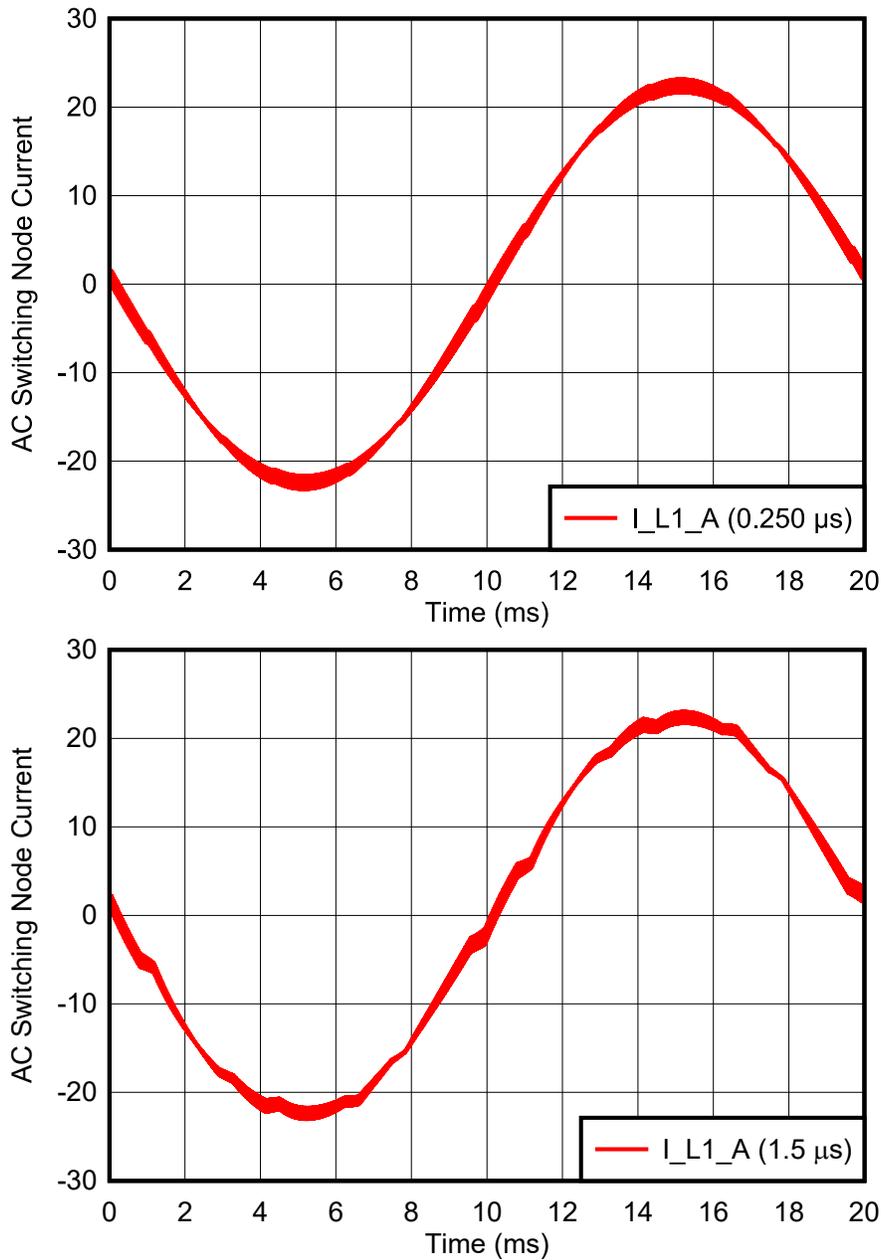


图 2-6. 当死区时间为 250ns 和 1.5 μs 时从 PCC 消耗的电流 (50Hz 工作频率)

过长的死区时间可能会导致显著的 THD 而超过标准设定的限制。为了符合相关标准，要么需要使用大型输出滤波器，要么必须提供足够的软件控制。为了补偿这种干扰，人们开发了多种控制技术；然而，所有这些选项都需要足够的电流传感器带宽。为了确定最低带宽要求，这里对电流波形进行了快速傅里叶变换 (FFT) 来分析干扰的频率成分。

图 2-7 所示为电网需要全功率时 PCC 中电流的 FFT 结果。

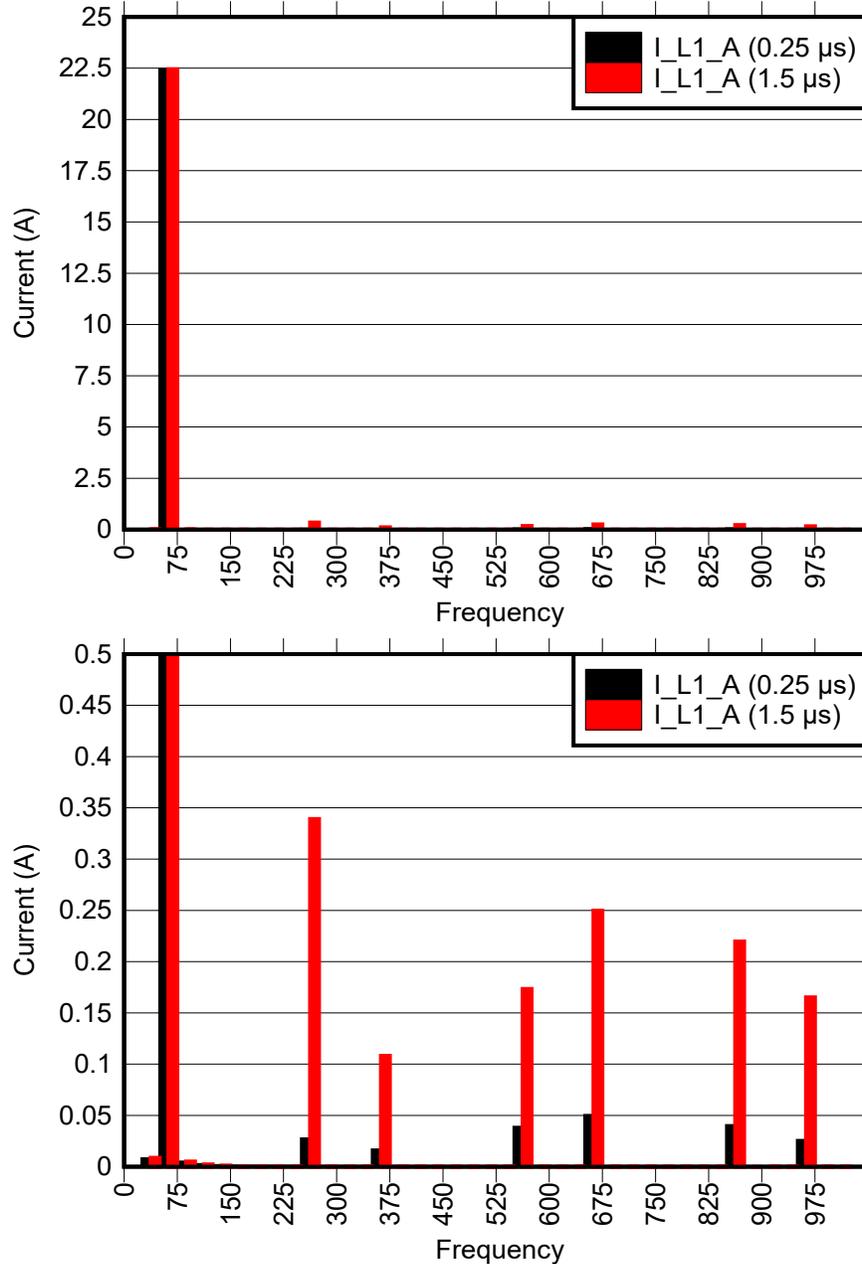


图 2-7. 图 2-6 中所示电流的 FFT 以及放大部分 (50Hz)

图 2-7 中需要补偿的最重要频率是第 5、13 和 17 次谐波，分别对应着电网工作频率为 50Hz 时的 250Hz、650Hz 和 850Hz。相应地，当电网工作频率为 60Hz 时，这些频率分别为 300Hz、780Hz 和 1020Hz。通过将新频率代入方程式 3 可以得到，需要提供 102kHz 的电流检测级最小带宽，以确保对谐波进行适当补偿。

总之，从稳态分析来看，在 60Hz 电网中，当 PFC 级存在重要的死区时间时，需要 102kHz 的最小带宽来改善电流的总谐波失真。当电网工作频率为 50Hz 时，最小带宽可以缩小至 95kHz。无论是在 A 点还是 B 点，都需要电流传感器带宽，具体取决于电流受控位置，因为死区时间产生的谐波含量在这两个测量点中是相同的。这是因为 EMI 滤波器（见图 2-1）针对更高的频率成分进行了优化；因此，在低频下无法实现重要的缓解作用。

2.2.1.2 瞬态分析：阶跃功率和电压骤降响应

本节分析了控制电流环路的性能，旨在确定注入电网引起的瞬变时电流检测级的最小带宽。该研究的目标是，找出在 PCC 中不存在重大故障时保持转换器连接到电网而不会进入过流保护状态的最小带宽。我们分析了可能导致过流的多种压力场景：交流电压骤降、阶跃功率响应和交流过压。在上述故障中，这里仅介绍了电压骤降和阶跃功率响应。

图 2-8 显示了当使用传感器运行的转换器具有 6kHz 的带宽时，开关节点电流 (B 点) 与电网电压之间的关系。在上面的图中，交流/直流转换器的输出功率在 3ms 内从零跃升至 11kW，从而导致 L1 出现过流 (I_L1_B)。在下面的图中，交流线路电压在 26ms 时下降了 20%，从而导致 L2 (I_L2_B) 中出现显著的过流，这可能导致转换器意外关断。

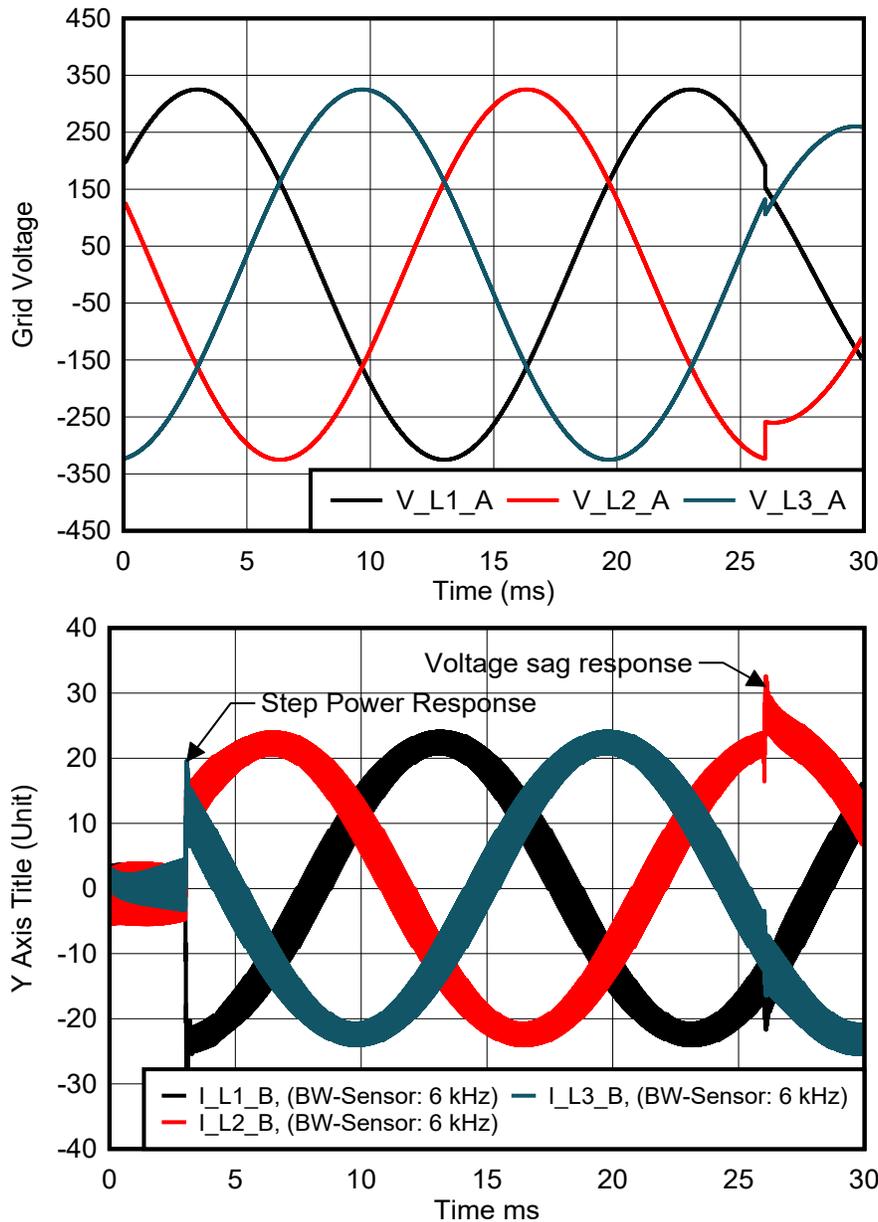


图 2-8. 交流/直流转换器的电网电压和电流：阶跃功率和电压骤降响应

我们运行了多次仿真：只改变了电流传感器的带宽 (6kHz、30kHz、60kHz)，然后比较了当电池请求阶跃功率时开关节点中的峰值过流。图 2-9 展示了仿真的结果。使用 6kHz 电流传感器时，相对于使用 30kHz 电流传感器 (比电流控制环路带宽高 10 倍) 实现的最初瞬态响应，L1 中的电流会过冲 30% (33A 峰值)。当电流检测带宽进一步增加 (从 30kHz 到 60kHz) 时，并没有带来额外的好处，因为两条曲线重叠在一起。

图 2-9 展示了以电流传感器带宽为参数的交流/直流转换器阶跃功率响应 (11kW) 在 $t = 3\text{ms}$ 时的放大部分 (跨度 $200\ \mu\text{s}$)。

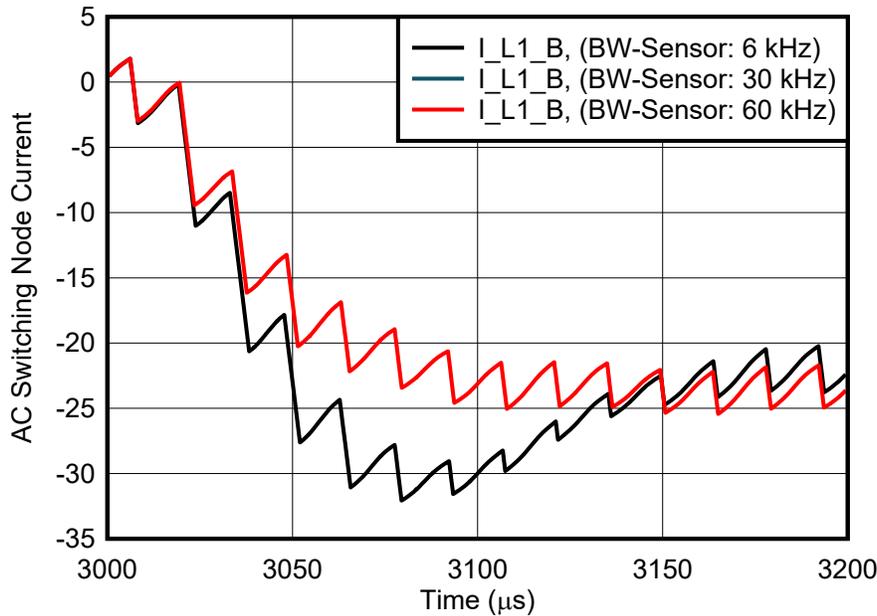


图 2-9. $t = 3\text{ms}$ 时的放大部分 (跨度 $200\ \mu\text{s}$)

我们运行了多次仿真，并只改变了电流传感器的带宽。我们比较了转换器在满载条件下工作并且电网上发生不可预测电压骤降时开关节点中的峰值电流。图 2-10 显示了使用 6kHz 、 30kHz 和 60kHz 电流传感器时的线路瞬态响应。使用 6kHz 电流传感器时，相对于使用 30kHz 电流传感器 (比电流控制环路带宽高 10 倍) 实现的最初瞬态响应，L2 中的电流会过冲超过 2A (峰值约为 33A)。当电流检测带宽进一步增加 (从 30kHz 到 60kHz) 时，并没有带来额外好处 (两条曲线重叠在一起)。

图 2-10 展示了在电流传感器带宽参数下，交流/直流转换器电压骤降响应在 $t = 26\text{ms}$ 时的放大部分 (跨度 $200\ \mu\text{s}$)。

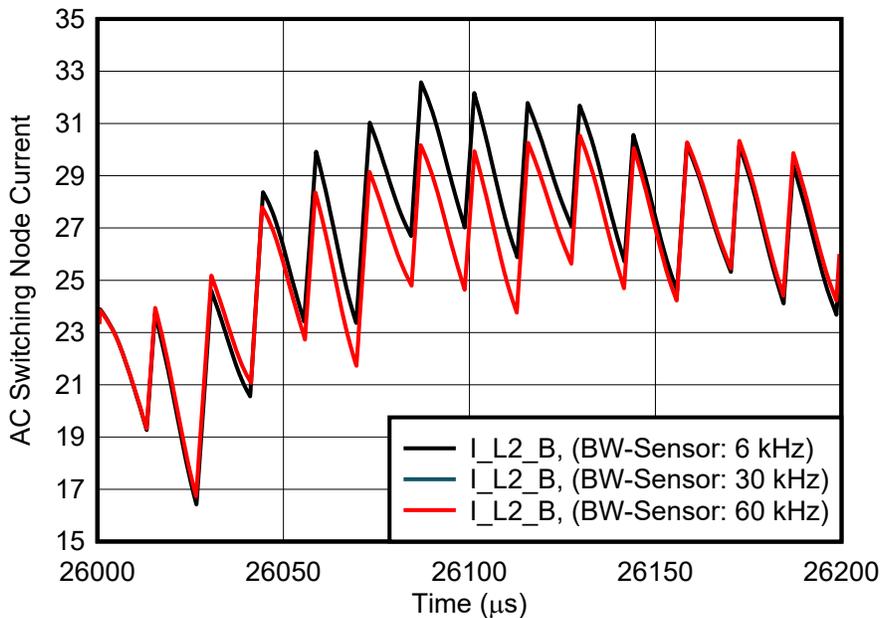


图 2-10. $t = 26\text{ms}$ 时的放大部分 (跨度 $200\ \mu\text{s}$)

为了充分利用可用的电流控制环路带宽，请保持检测带宽至少比控制环路带宽高 10 倍。遵循这一准则可以尽可能地提高电流测量分辨率，因为不必为过流检测而牺牲测量范围。

2.2.2 延迟的影响

当转换器运行异常或电网发生故障时，延迟是需要考虑的关键参数。为了保护有功功率器件，需要尽早检测到临界条件，以立即关闭系统并使系统进入安全状态。对于 B 处的传感器，其最大可接受延迟应尽可能接近电源开关。在交流/直流级的众多可能故障中，本节仅考虑了由电网引起的故障。

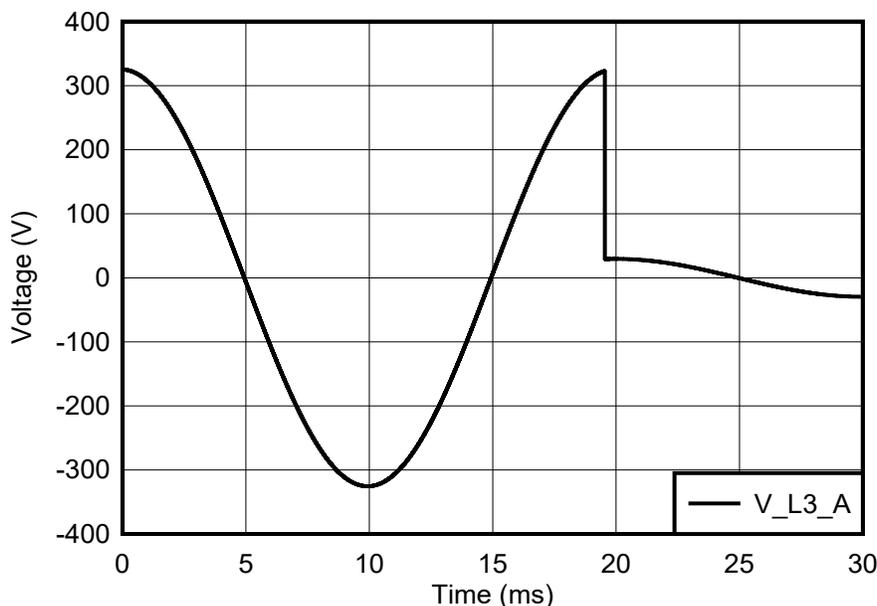
2.2.2.1 故障分析：电网短路

为了评估交流/直流级安全关断所需的最大延迟，我们通过应用以下条件进行了系统仿真：

- 将直流总线电压设置为最大额定电压 (800V)
- 转换器在标称电流 ($16A_{RMS}$) 下工作
- 当消耗某个相位的最大电流时触发短路
- 升压电感器的电感以及磁通量与软磁性材料的电流曲线不是线性关系；电感与电流的关系针对 11kW 交流/直流级进行了优化，并且在达到饱和时，电感会降至标称值的 30%
- B 点处电流检测的过流阈值设置为 30A (测量范围的 93.7%)
- 根据 11kW 应用中所用电源元件的数据表，选择了 60A 的最大允许电流

当电网发生短路时，转换器仍在开关，从而导致电流不受控制。由于故障突然发生，MCU 没有足够的时间来更新和纠正占空比。PWM 更新通常以固定频率进行 (本例中为 70kHz，即每 $14.2 \mu s$ 一次)。通过采用单次和双次更新刷新技术，MCU 的最短反应时间可以是 $1/fs$ 或 $1/2fs$ 。在此期间，电感器中的电流可能会超过电源开关的短路电流额定值。

图 2-11 展示了交流/直流转换器的电压和电流。从图 2-11 可以看到，在 0ms 到 19ms 的时间范围内，转换器在标称条件下运行，电网电压等于 $400V_{RMS}$ 且电流从直流传输到交流。在 19ms 时，通过将相电压降至标称值的 10% 来模拟了短路事件。在电网发生故障时，由于电网和从开关级施加的电网之间的电压差，开关节点中的电流开始增加，如图 2-12 所示。



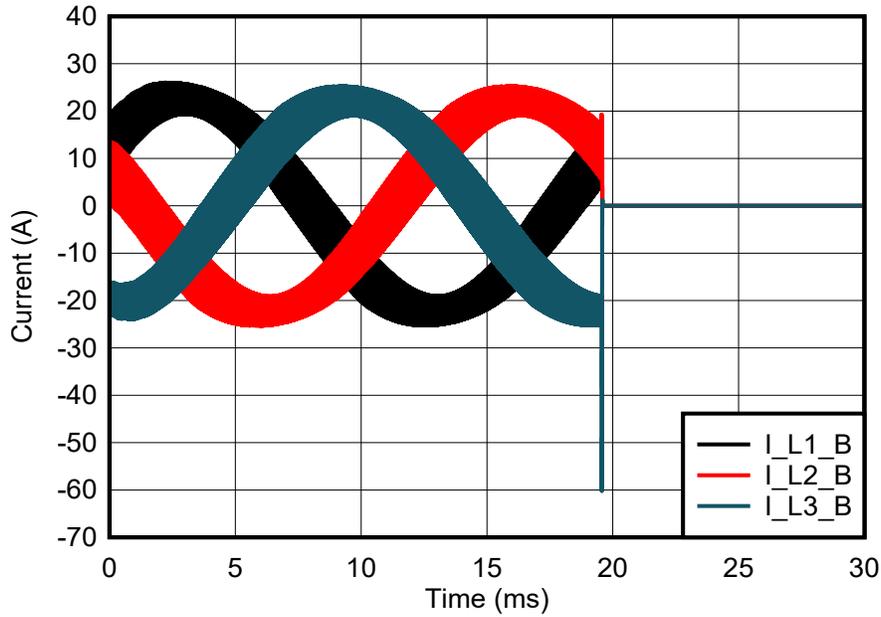


图 2-11. 交流/直流转换器的电网电压和电流：交流/直流转换器的短路响应

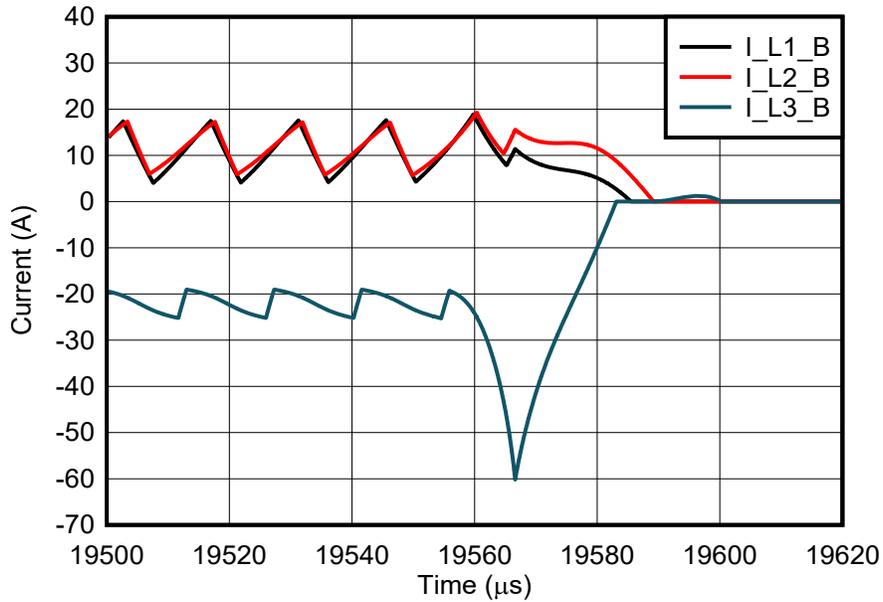


图 2-12. $t = 19.5\text{ms}$ 时的放大部分 (跨度 $120\ \mu\text{s}$)：交流/直流转换器的短路响应

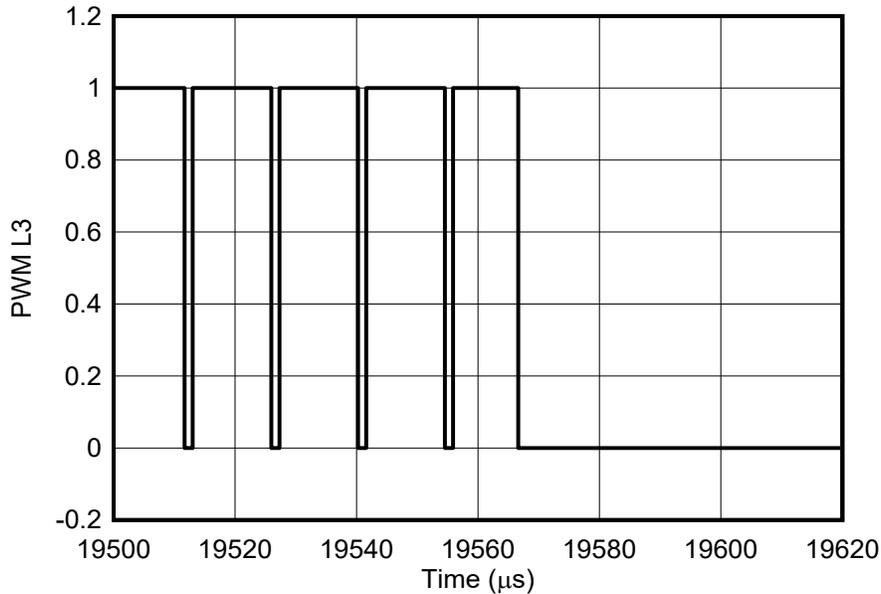


图 2-13. $t = 19.5\text{ms}$ 时的 PWM 放大部分 (跨度 $120\ \mu\text{s}$) : PWM 关断行为

起初, 电流开始线性上升是因为磁芯未饱和, 并且由于电感几乎恒定, 因此 di/dt 固定:

$$di/dt = V_{DC}/(1.5L(i)) \quad (4)$$

其中

- L 是交流/直流级升压电流相对于电流的函数
- V_{DC} 是发生故障时的直流总线电压

达到磁芯饱和电流时, 电感值会显著下降, 导致电流突然增加。当 L3 相的实际电流达到 30A (过流阈值) 时, MCU 必须能够尽快检测到过流, 因为 MCU 无法检测到更高的电流, 并在电流达到 60A 以上之前关断。根据仿真结果, 电流需要 $4\ \mu\text{s}$ 来达到临界值。达到该时间后, 就关闭 PWM 信号, 如图 2-13 所示。

总之, 系统必须在 $4\ \mu\text{s}$ 内关断, 以免损坏电源开关。需要考虑电流检测的延迟以及 MCU 和驱动器级关断的延迟。基于 MCU 和驱动器级延迟时间的典型值, 电流传感器必须提供最大 $3.5\ \mu\text{s}$ 的延迟。

2.2.3 增益误差的影响

图 1-2 展示了电流传感器的等效模型, 其中存在一个增益误差块。在该研究中, 增益误差被建模为固定值, 如节 1.2.2 所示。

2.2.3.1 增益误差导致的交流/直流级功率扰动

交流/直流级电流控制环路的目标是在不需要确定系统中实际电流的情况下, 使 MCU 检测到的电流保持受控状态。如果测量值与实际情况不符, 则系统中会出现由增益误差引起的不良功率扰动, 如方程式 5 所示。

$$\Delta P_{GAIN} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3) + (0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (5)$$

其中

- ΔP 是由增益误差所引起、随时间变化的功率扰动, 此功率从电网流向直流链路
- ϵ_1 、 ϵ_2 和 ϵ_3 是每个电流检测级的相对增益误差
- V 是相对中性点 RMS 电压
- I 是转换器控制的 RMS 电流
- ω 是由电网频率衍生而来的电脉动

功率扰动是交流和直流级之间转换器功率的函数，并会在交流/直流转换器请求最大功率时达到最大值。此外，[方程式 5](#) 可以分为两个部分，如[方程式 6](#) 和[方程式 7](#) 所示。

$$P_{GAIN_DC} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3)] \quad (6)$$

$$P_{GAIN_AC} = 0.5 VI[(0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (7)$$

其中

- P_{GAIN_DC} 表示运行期间 PFC 消耗的固定功率扰动
- P_{GAIN_AC} 表示两倍电网频率下与电网交换的电源纹波

我们通过观察电压控制环路以及检测到的缺陷，研究了这些功率扰动在直流和交流侧的影响。

2.2.3.2 交流/直流级对增益误差引起的功率扰动的响应

[图 2-14](#) 显示了一个通用电压控制器和功率处理单元等效模型。

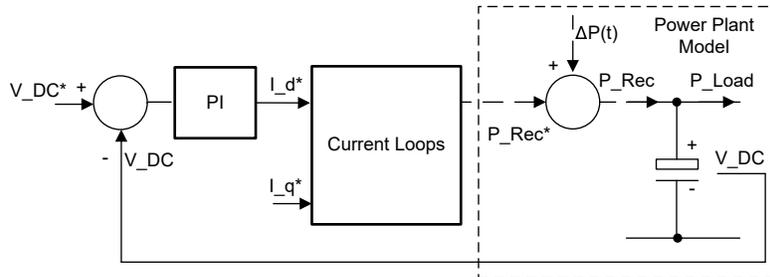


图 2-14. 具有功率处理单元模型的简化直流总线电压控制环路

如[图 2-14](#) 所示，我们将之前分析得出的项 ([方程式 5](#)) 作为干扰引入环路，用于检查电压控制性能。通过观察控制环路拓扑，可以证明，借助 PI 控制器的积分部分，可以完全抑制由直流干扰[方程式 5](#) 引起的稳态误差。相反，无法完全抑制干扰的交流分量，从而导致电压纹波。

为了评估交流侧所用电流传感器的最大可接受增益误差，我们通过进行以下假设来运行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压，从而达到最大纹波电压 (650V)
- 交流侧和直流侧之间存在最大功率交换，从而增加功率扰动 (11kW)
- 达到最坏情况的三个相位的增益误差如下：
 $\epsilon_1 = -\epsilon_2 = -\epsilon_3$
- 电流控制环路带宽在所有仿真中保持恒定 (3kHz)
- 交流滤波器设计用于在使用主要电流检测功能时且在标称输出功率条件下，将 THD 保持在 3% 以下
- 电力线频率为 50Hz

[图 2-15](#) 显示了交流/直流转换器与具有不同增益误差的传感器搭配使用时的仿真结果。

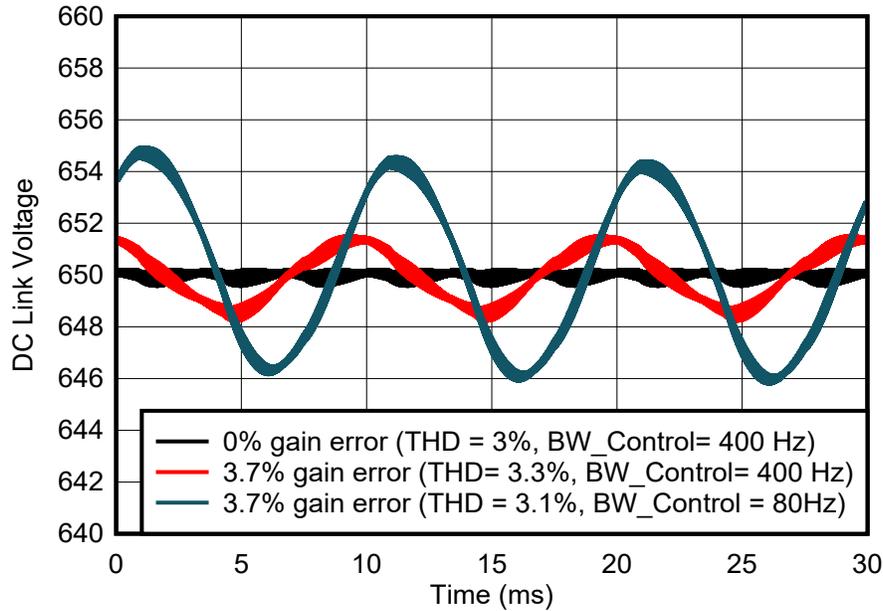


图 2-15. 在直流链路带宽和增益误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波

图 2-15 展示了以下结果：

1. 直流链路上存在 100Hz 纹波电压。这是由电流检测级增益误差注入的电源纹波导致的。
2. 由于 PI 控制器的积分部分，当达到稳定状态时，所有情况下的电压平均值仍然相同，这与理论一致。
3. 直流链路电压纹波与直流链路电压控制环路的带宽相关。如果电压控制环路的带宽足够高，那么控制器会尝试通过快速控制电流环路来消除纹波电压，但这可能会增加电网的 THD。

在此示例中，电压控制环路的带宽为 400Hz，结合电流传感器的 3.7% 增益误差，导致 THD 为 3.3%，而使用没有增益误差的理想电流传感器时，THD 为 3%。另外，电压控制环路的低带宽会导致电网侧的 THD 较低，但直流链路上的纹波电压会增加到不可接受的水平。直流链路中存在电压纹波会导致电池上出现电源纹波，而这是不能容忍的。此外，低电压控制环路带宽会导致负载阶跃响应不佳。

总之，当开关节点处的电流传感器具有 3.7% 的增益误差时，可能导致电网电流的 THD 增加超过 10%。为了补偿这种增加，输入滤波器的体积必须增加超过 4%，才能满足转换器电网侧 THD < 3% 的设计目标。

2.2.4 偏移的影响

图 1-2 展示了具有偏移的实际电流传感器的等效模型。在该研究中，电流传感器偏移被建模为标准化为测量满量程的固定值，具体详见方程式 8。

$$I_0 = I_{MAX} \delta_0 \quad (8)$$

其中

- I_0 是传感器存在的绝对偏移值
- I_{MAX} 是测量范围的最大值
- δ_0 是测量中引入的偏移误差的标么值

交流/直流级电流控制环路的目标是在不需要确定系统中实际电流的情况下，使 MCU 检测到的电流保持受控状态。如果由于偏移误差导致测量值与实际电流不匹配，则电流会在系统中引起不良的功率扰动，如方程式 9 所示。

$$\Delta P_0 = V[I_{O1}\sin(\omega t) + I_{O2}\sin(\omega t - 2/3\pi) + I_{O3}\sin(\omega t + 2/3\pi)] \quad (9)$$

其中

- ΔP_0 是由偏移误差所引起、随时间变化的功率扰动

- I_{O1} 、 I_{O2} 和 I_{O3} 是每个电流传感器的偏移误差
- V 是相对中性点 RMS 电压
- ω 是由电网频率衍生而来的电脉动

与增益误差情况不同，功率扰动与交流/直流级之间的功率转换无关；因此，该问题在任何工作条件下都存在。这导致直流链路中始终存在电压纹波。偏移会在系统中引入功率扰动，其频率等于电网的线路频率。如增益误差一章中所述，直流总线电压环路无法完全抑制来自检测点的电源纹波。因此，必须对控制环路与电流检测性能之间的关系进行仿真。我们针对以下用例和假设运行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压，从而达到最大纹波电压 (650V)
- 交流侧和直流侧之间进行最大功率交换。这对结果没有影响。在空载条件下，结果是相同的。
- 偏移误差是相对于单位完整测量范围定义的。当采用基于分流器的设计与 $\pm 50\text{mV}$ 隔离式器件时，最大量程为 $\pm 32\text{A}$ 。
- 应用于三个相位以达到最坏情况的偏移如下： $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$
- 电流控制环路带宽在所有仿真中保持恒定 (3kHz)
- 交流滤波器的设计目标是在使用理想检测技术时，将标称功率条件下电网的 THD 保持在 3%
- 电力线频率为 50Hz

图 2-16 显示了交流/直流转换器在不同电流检测技术和不同偏移误差条件下的仿真结果。

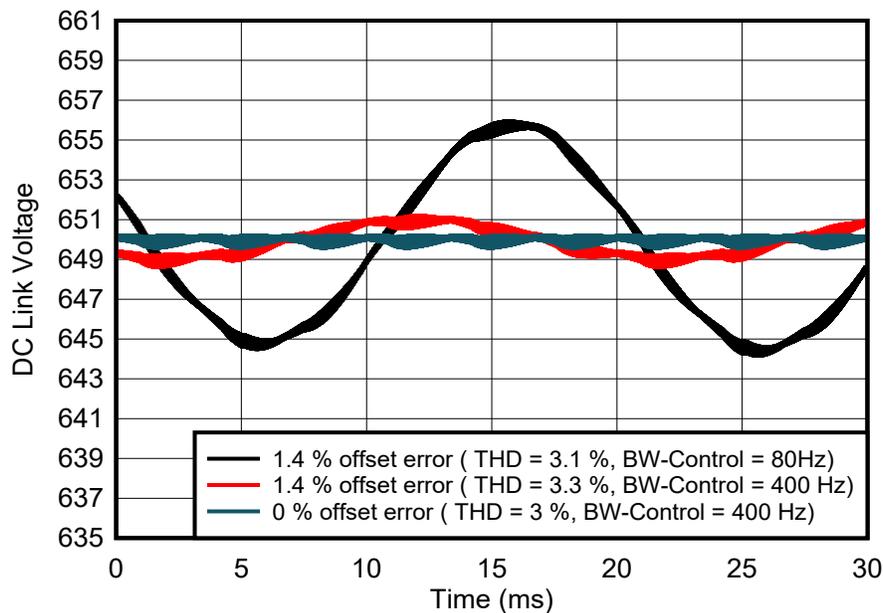


图 2-16. 在直流链路带宽和偏移误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波

可以观察到，直流链路上存在 50Hz 纹波电压，该电压由具有偏移的电流检测级注入的电源纹波引起。此外，由于 PI 控制器的积分部分，当达到稳定状态时，所有情况下电压的平均值仍然相同。

直流链路电压纹波和电压控制带宽之间具有明显的相关性。如果电压控制环路的带宽足够高，该控制环路会尝试通过快速控制电流环路来消除纹波电压，但会以牺牲电网的 THD 为代价。实际上，当控制带宽等于 400Hz 时，1.4% 的偏移误差会导致 THD 增加 10% (从 3% 增加到 3.3%)。相反，当电压环路的带宽不高时，直流链路中的波动会非常大，这是因为电压环路不会尝试抑制这种变化，但这次不会再向电网中注入任何谐波。但请记住，直流链路中存在电压纹波会导致电池出现电源纹波，而这是不能容忍的。此外，如果电压带宽大幅降低，阶跃负载响应的性能会变得相当差。

总之，当开关节点处的电流传感器具有 1.4% 的偏移误差时，可能导致电网电流的 THD 增加超过 10%。

2.3 C 点和 D 点 - 交流/直流级直流链路电流检测

本章介绍了交流/直流转换器的直流链路中所用电流传感器的设计注意事项。

直流链路中的电流传感器对于电源转换的基本功能并不是必需的，但这些传感器可用于实现功率测量、保护和电压环路前馈等功能。

直流链路中的传感器可以放置在 C 点或 D 点，分别位于直流链路电容器前后，用于 PWM 纹波频率滤波和储能（图 2-1）。

我们从系统层面上讨论了电流传感器的偏移、带宽、精度和延迟，目的是确定每个所需附加功能的最低要求。由于许多情况都是重复的，因此这里并未讨论 C 点和 D 点的所有情况，而只是分析了最坏的情况，以确定电流传感器要求。每个分析的详细信息如下：

- **增益误差**：在 C 点和 D 点处，增益误差的影响是相同的。对于功率测量和前馈，需要评估此传感器所需的最小增益误差。
- **偏移误差**：在 C 点和 D 点处，增益误差的影响是相同的。仅对于功率测量，需要评估此传感器所需的最小偏移误差。由于偏移误差会通过直流总线电压 PI 控制器的积分部分进行补偿，因此该误差对前馈功能来说并不关键。
- **最小带宽**：在 C 点和 D 点处，带宽的影响是相同的。带宽在前馈应用中是必需的，并且放置在 D 点时效果最佳。
- **最大延迟**：低延迟对于保护功率级的有源开关非常重要，因此会针对最接近有源开关的 C 点对该项进行评估。

2.3.1 带宽对前馈性能的影响

为了评估 D 处电流传感器在前馈应用中所需的最小带宽，我们通过应用以下条件进行了系统仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压 (650V)
- 在 11kW 直流链路上施加阶跃功率
- 电网电压为 400V_{RMS}

我们进行了仿真，以比较具有和不具前馈时的负载瞬态性能。图 2-17 显示了结果。如果没有前馈，则施加负载时，直流链路电压会显著下降，从而可能导致转换器运行不稳定。如果使用前馈，性能会显著改善，负载瞬态响应时间会缩短到原来的五分之一。相反，仿真结果表明，该额外传感器非常有用，除了可以测量直流电源轨上的功率外，当与负载一起部署时，即使负载在没有预警的情况下连接和断开时，该传感器也非常实用。

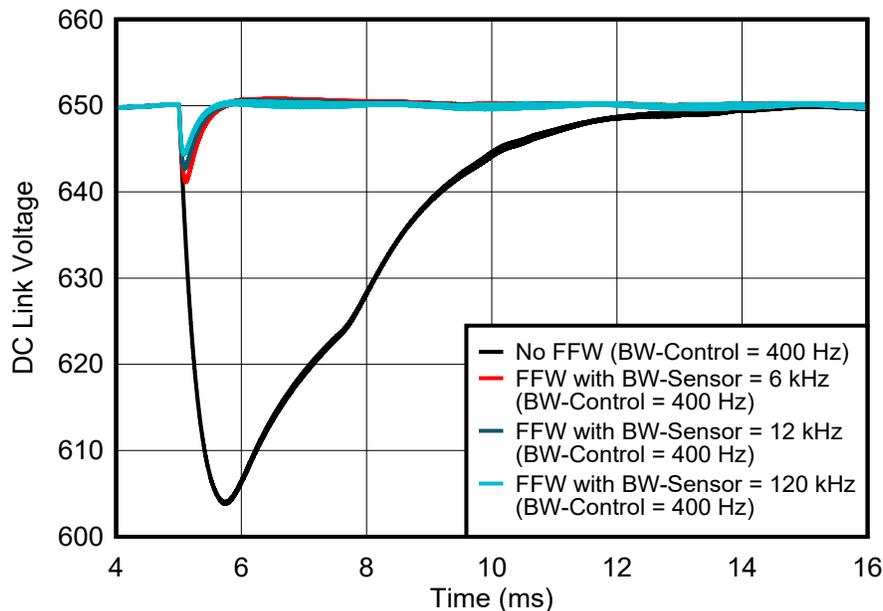


图 2-17. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应（具有和不具前馈）

图 2-18 表明，由于总体带宽受到 dq 电流环路的限制，电流传感器的带宽在改善性能方面仅起着很小的作用。

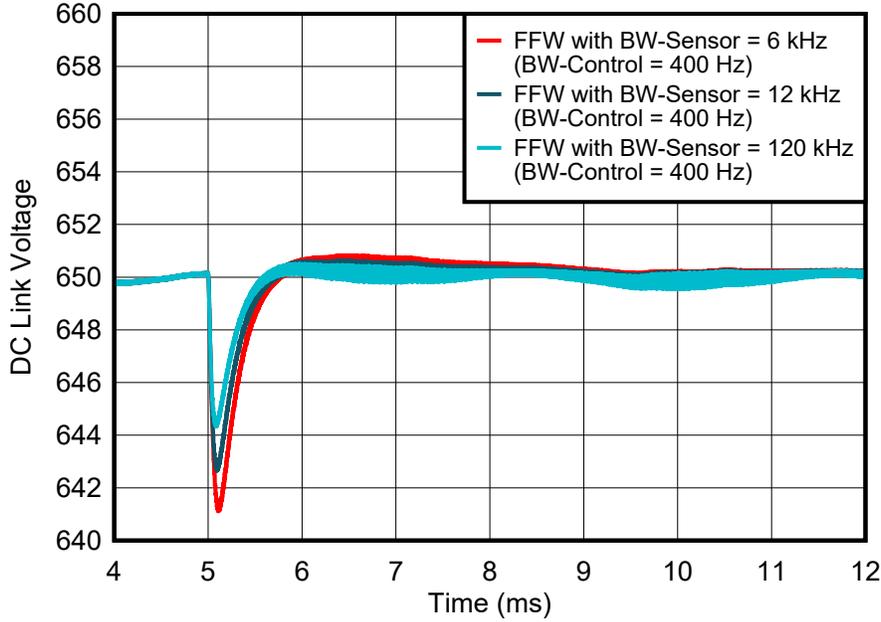


图 2-18. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应 (具有前馈)

总之，当在 D 点放置电流传感器来用于前馈目的时，10kHz 以下的低带宽就足够了。一般而言，电流传感器的带宽需要至少比电流环路带宽高两倍。

2.3.2 延迟对电源开关保护的影响

因为 C 点是最接近功率器件的点，因此只需要针对 C 点评估检测级的最大延迟。该传感器的位置允许检测过流和短路，但代价是会增加环路中的寄生电感。检测延迟必须短于电源开关的短路耐受时间，因此取决于开关技术。以下数据仅供参考。为了确保耐受时间，请参阅器件数据表：

- SiC MOSFET：最大延迟为 $1\ \mu\text{s}$ 至 $3\ \mu\text{s}$
- IGBT：最大延迟为 $2\ \mu\text{s}$ 至 $10\ \mu\text{s}$
- GaN FET $< 3\ \mu\text{s}$

除了过流传感器的延迟外，还需要考虑输入滤波器的延迟、MCU 的响应时间和栅极驱动器的关断延迟。为了实现有效关断延迟小于 $1.5\ \mu\text{s}$ ，过流传感器的延迟必须小于 $1\ \mu\text{s}$ 。TI 提供了一系列专为此应用设计且延迟小于 300ns 的隔离式比较器。

2.3.3 增益误差对功率测量的影响

2.3.3.1 瞬态分析：D 点的前馈

为了评估电流传感器的增益误差对前馈性能的影响，我们针对以下运行条件进行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压 (650V)
- 在 $t = 1\text{ms}$ 时，向直流链路施加 11kW 负载阶跃
- 电网电压为 400V_{RMS}

如图 2-19 所示，D 点处的增益误差增加只会略微下降。这表明，在考虑前馈应用时，增益误差并不是一个关键参数。

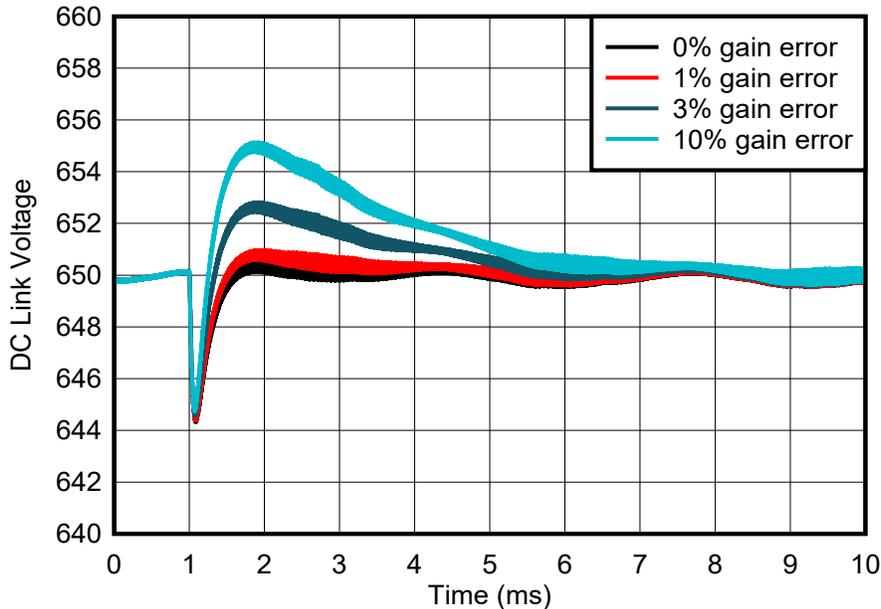


图 2-19. 在直流链路增益误差参数下直流链路对阶跃功率的电压响应 (具有前馈)

总之，直流链路电流传感器中的增益误差对整体瞬态负载阶跃性能的影响很小，即使增益误差高达 3%，仍能实现可接受的性能。

2.3.4 偏移的影响

检测级的偏移只会影响稳态。在动态应用中，如果检测用于创建前馈，电压环路会自动对偏移引起的误差进行补偿。

2.4 A 点、B 点、C_{1/2} 点和 D_{1/2} 点的优缺点汇总以及产品建议

电源开关是最敏感的元件，可能会因过载或过流而损坏。靠近电源开关可以实现更快的故障检测，因此在 B 点和 C 点进行检测至关重要。对于 B 点，隔离式放大器的高侧电源可与高侧栅极驱动器电源共享，并可实现快速过流 (OC) 检测。B 点的电流检测电路需要能够处理高共模瞬态抗扰度 (CMTI)，并且这种测量可能会在功率级开关期间受到噪声的影响，尤其是在采用 GaN 或 SiC 设计时。而在 A 点进行精确的无功功率控制效果最佳，因为该测量位于滤波器后面，远离开关噪声。缺点是 A 点需要隔离式电源，且只能进行缓慢的 OC 检测。表 2-1 总结了不同电流检测点的优缺点。表 2-2 总结了要求并针对每个点提供了优秀的产品选择。

表 2-1. 电流检测点 A、B、C_{1/2} 和 D_{1/2} 的优缺点

	A	B	C1	D1	C2	D2
精确的功率调节	(+) ⁽¹⁾	(-)	(+)	(+)	(++)	(++)
前馈环路	不适用	不适用	(-)	(-)	(+)	(+)
故障保护	(-)	(++)	(++)	(+)	(-)	(-)
共享电源	(-)	(+)	(+)	(-) ⁽²⁾	(+)	(-) ⁽²⁾

(1) 在 PCC 处可以实现精确的无功功率控制。精度由制造商定义 (通常小于 1%)

(2) D₁ 和 D₂ 需要高于 VDC+ 的浮动电源

表 2-2. 在 A、B、C_{1/2} 和 D_{1/2} 点进行电流检测的交流/直流级最低要求和可用产品

电流检测点	主要应用	隔离电源电压	最小带宽	最大延迟	所需的 CMTI	最小精度 ⁽¹⁾	TI 产品 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
A	能够精准地调节无功功率	需要浮动电源 (ISO-VDD1)	> 102kHz	-	低	< 3.7%	AMC3302 AMC3306M05
B	过流保护和控制	来自上部栅极驱动器	> 102kHz	< 3.5μs	高	< 3.7%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx
C1	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
D1	正支路电流和故障检测	需要高于 VDC+ 的浮动电源	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC3306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
C2	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302
D2	正支路电流和故障保护	需要高于 VDC+ 的浮动电源	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx

(1) 只有在需要精确测量功率时才需要 1% 的精度。对于不需要精确功率控制的系统，3% 的精度就足够了。

3 直流/直流转换器中的电流检测

适用于电动汽车充电应用的直流/直流转换器实现方案有很多。通常会选择隔离式架构。常用作双向拓扑的两种拓扑是具有相移控制功能的双有源电桥和采用谐振 CLLC 配置的双有源电桥。接下来的部分详细介绍了这两种拓扑，并讨论了如何在这些拓扑中实现电流检测。

3.1 具有相移控制功能的隔离式直流/直流转换器的基本工作原理

图 3-1 显示了相移双有源电桥 (DAB) 直流/直流转换器的典型控制环路。此系统中有两个控制环路：(a) 一个外部电压环路和 (b) 一个内部电流环路。

对于电压环路，如图 3-1 所示，输出电压会馈入 MCU 的 ADC (表示为 V_{fb})。 V_{fb} 与基准电压 (表示为 V_{ref}) 进行比较。测得的电压和基准电压之间的误差被馈入补偿器，该补偿器可作为 PID 控制器实现。电压环路的输出用作内部电流环路的基准 (I_{ref})。内部电流环路的补偿器 (G_i) 会比较基准 (I_{ref}) 和实际检测到的电流值 (I_{out})，并利用此误差来根据电流的方向将 PWM 波形的相位调整到超前电桥或滞后电桥。对于恒流充电，电压环路是可选的，或者可以仅用于保护目的。对于恒定功率充电，则需要这两个环路。理论上，相移的限值为 $\pm \pi$ ，但实际实现的相移远小于此限值。

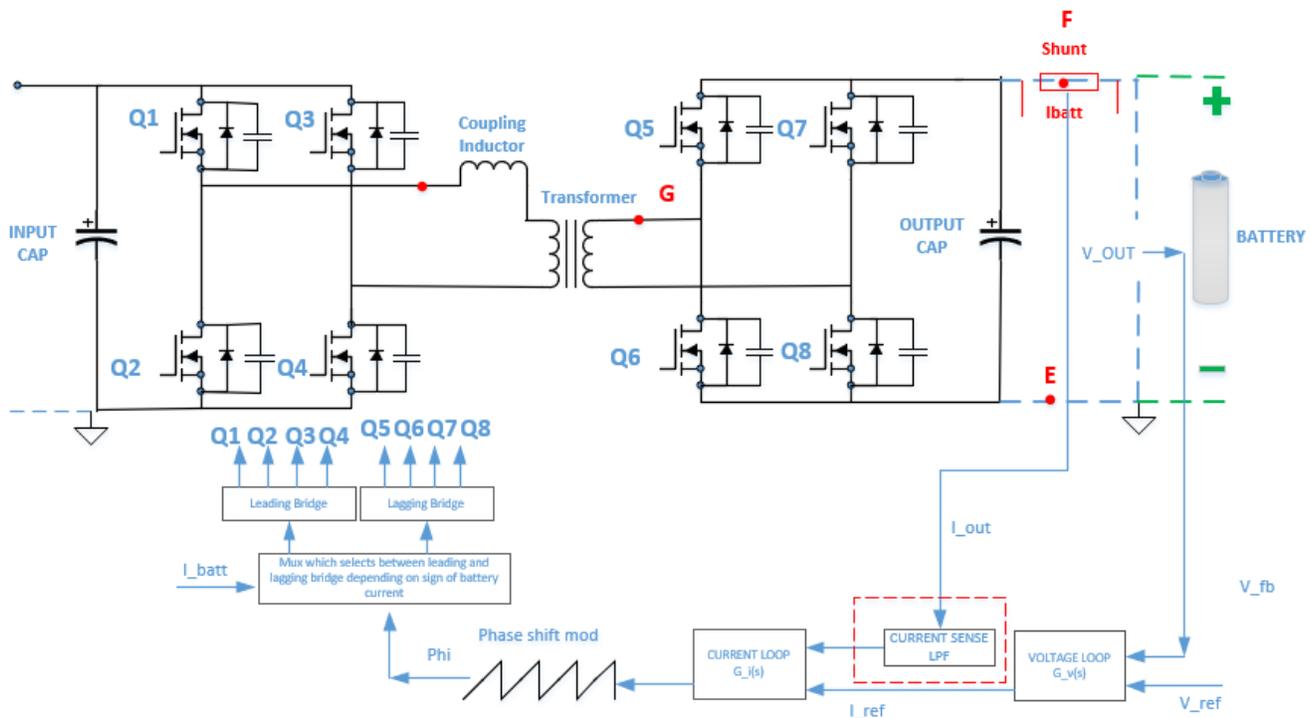


图 3-1. 具有相移控制功能的双有源电桥 (DAB) 直流/直流转换器的典型控制环路

3.2 E、F 点 - 直流/直流级电流检测

本节介绍了直流/直流级的输出电流检测。可以选择将电流传感器放置在电池负极连接点 (E 点) 或电池正极连接点 (F 点)，如图 3-2 所示。从控制环路调节的角度来看，这两个选择是等效的。对于 F 点，电流传感器的电源是高于 VBAT+ 的浮动电源，而对于 E 点，电源可以来自下部栅极驱动器。

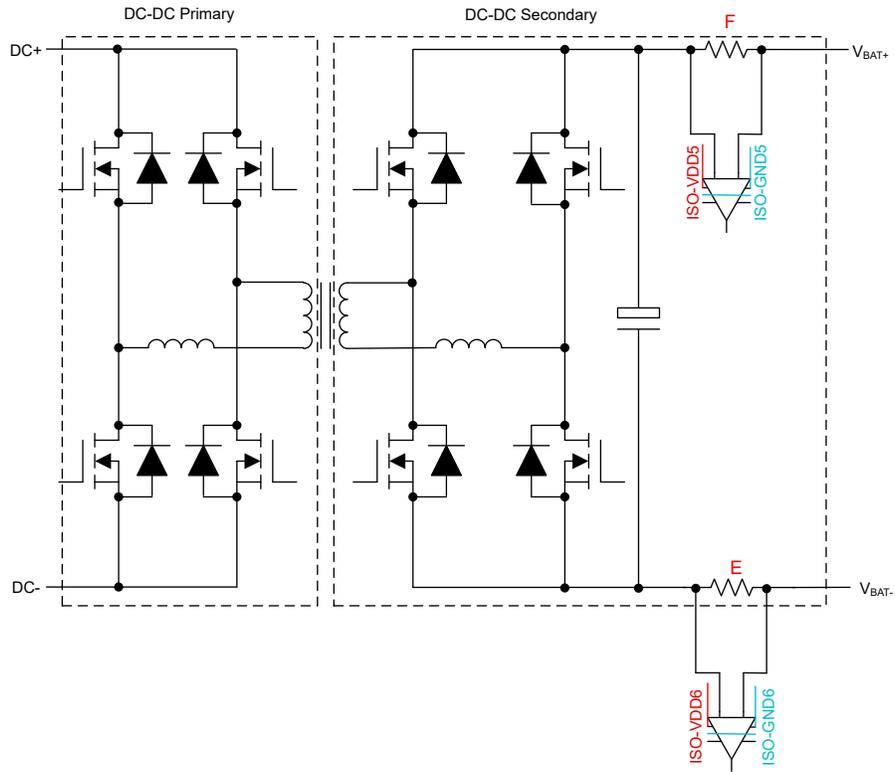


图 3-2. 电流检测点 E、F

为了评估电流传感器的增益误差、偏移误差和带宽对直流/直流转换器性能的影响，我们使用了图 1-2 中所示的模型进行仿真。

3.2.1 带宽的影响

在此仿真中，具有相移控制功能的双有源电桥以 100kHz 的开关频率运行，并配置为恒流源输出，向 10 Ω 纯阻性负载提供 20A 的固定电流（从而产生 200V 的直流输出，相当于 4kW 负载）。

在 $t_1 = 2\text{ms}$ 时，负载从 10 Ω 变为 20 Ω。这导致电流立即降至 10A（因为此时电压为 200V）。经过一段时间后，控制环路开始恢复到 20A 的恒定电流，这样会强制输出电压在稳定时增加到 400V 直流（导致负载从 4kW 变为 2kW）。图 3-3 显示了输出电流的瞬态响应。

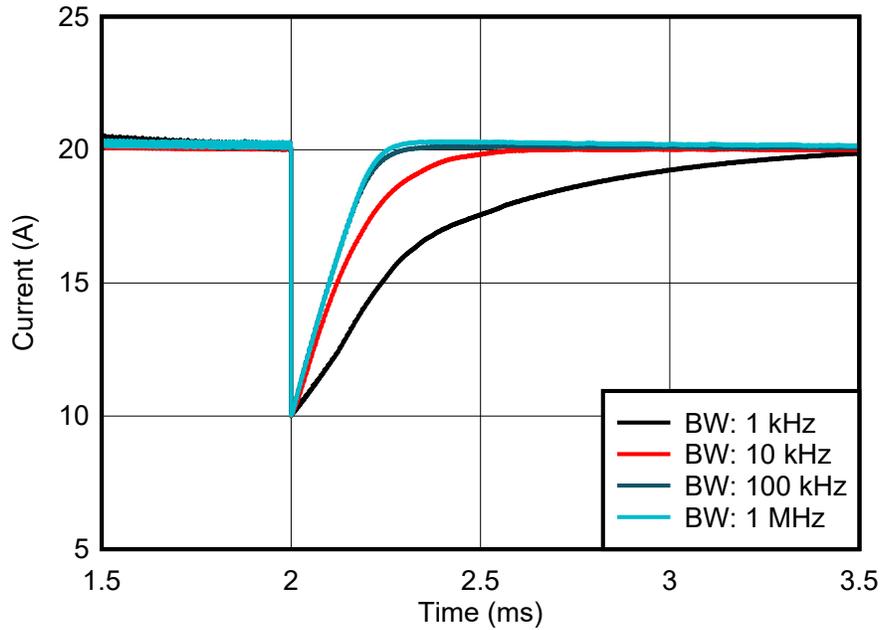


图 3-3. 直流/直流阶跃负载响应与电流传感器带宽间的关系

图 3-3 显示了控制环路中不同带宽设置或电流传感器对相同负载阶跃的响应。当电流传感器的带宽仅为 1kHz 时，存在 1.6ms 的长稳定时间。当带宽增加到 10kHz 和 100kHz 时，稳定时间（最终值的 90%）分别下降到 0.6ms 和 0.3ms。进一步增加电流传感器的带宽不会显著改善瞬态响应，因为稳定时间受限于设置为 10kHz 的电流环路控制环路带宽。

总之，对于转换器输出端的任何负载阶跃变化，在 E 点或 F 点放置带宽小于 100kHz 的电流传感器就足以使稳定时间保持在 1ms 以内。

3.2.2 增益误差的影响

电流传感器存在增益误差，该误差可能会影响控制环路的精度。为了研究转换器导通时的稳定时间，我们使用图 1-2 中的电流传感器模型进行了仿真。传感器的带宽设置为 100kHz，并选择了 0%、1% 和 2% 的增益误差。图 3-4 显示了这些误差的影响。

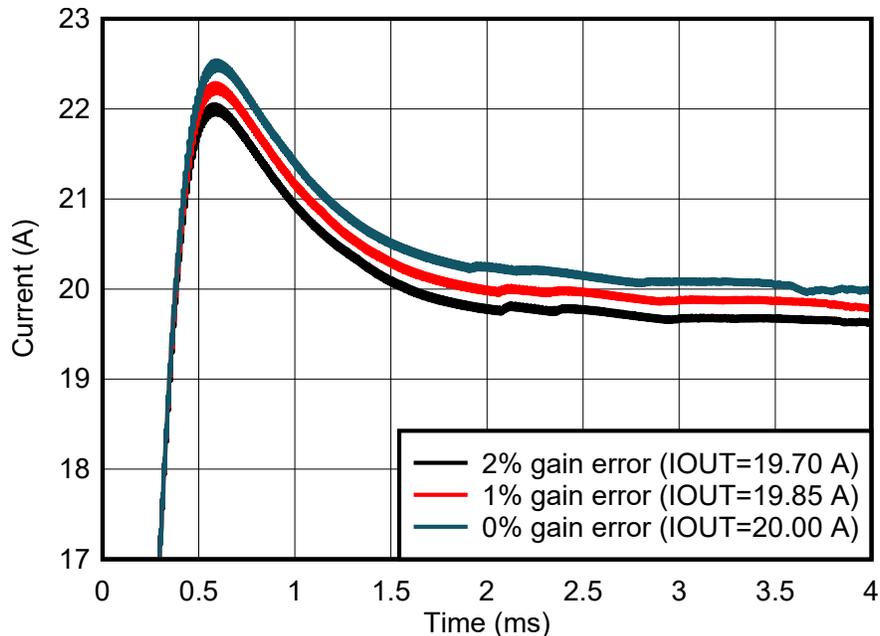


图 3-4. 稳态输出电流误差与电流传感器增益误差间的关系

负载变化后的稳定时间非常相似，因为传感器的带宽决定了所有情况下的稳定时间，这意味着增益误差对稳定时间的影响不大。但增益误差会影响输出电流稳定到的值。该仿真显示，如果电流传感器的增益误差为 1%，则输出电流处的剩余恒定误差大约比理想的 20A 低 0.66% (约 0.15A) (如果电流传感器的增益误差为 2%，则比理想的 20A 输出电流低约 1.33%，即 0.32A)。

增益误差定义为相对于电流满量程的误差。在我们的示例中，满量程电流为 32A。这意味着对于 20A 电流，产生的增益误差仅为满量程的三分之二 (约 0.66%)。对于 2% 的满量程误差，输出电流的剩余误差稳定在约 1.33%。

如果输出电流需要在 1% 的范围内稳定，则电流传感器的满量程增益误差不得超过 1%。

3.2.3 偏移误差的影响

本章研究了直流/直流转换器上的偏移误差。这里假设使用相同的控制环路设置、100kHz 的电流传感器带宽和 0% 的电流传感器增益误差，以进行图 3-5 所示的稳定时间仿真。偏移误差分别设置为 0%、1% 和 2%。

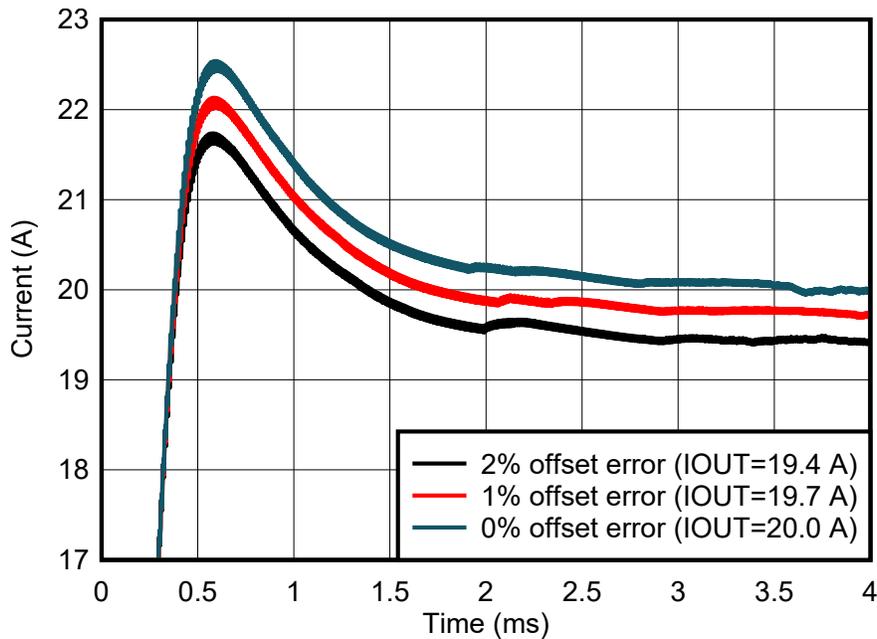


图 3-5. 稳态输出电流误差与电流传感器偏移误差间的关系

同样，稳定时间不受偏移误差的影响。稳定后的输出电流会受到显著影响。对于 1% 的偏移误差，电流输出会降低 1.5%，即 0.3A (对于 2% 的偏移，输出则存在 3% 或 0.6A 的误差)。

与增益误差一样，偏移误差也是相对于满量程误差来指定的。在我们的示例中，满量程电流为 32A。这意味着当误差为 1% 时，绝对误差为 0.3A (当误差为 2% 时，绝对误差为 0.6A)。仿真表明这些结果是准确的。

与增益误差相对于输出成比例变化不同，偏移误差会以绝对值形式增加到转换器中设置的输出电流。偏移误差可以通过校准消除，或者通过前馈技术进行补偿 (将已知的误差添加到输出中)。

总之，只要电流传感器具有足够高的带宽而不限制控制环路带宽，增益和偏移误差都不会影响控制环路的稳定时间。但增益和偏移误差都会影响直流充电器的输出精度。对于表 1-1 中定义的电动汽车充电器目标规格，这意味着电流传感器需要具有 10kHz 到 100kHz 的带宽，并且总误差 (包括增益和偏移) 小于 1%。可以使用偏移校准来实现该目标。

3.3 G 点 - 直流/直流级谐振回路电流检测

本节详细介绍了开关谐振回路 (G 点) 的电流检测要求。在谐振 CLLLC 双向隔离式直流/直流转换器中，同步整流需要进行过零检测 (ZCD)，这有助于降低导通损耗并提高系统效率。

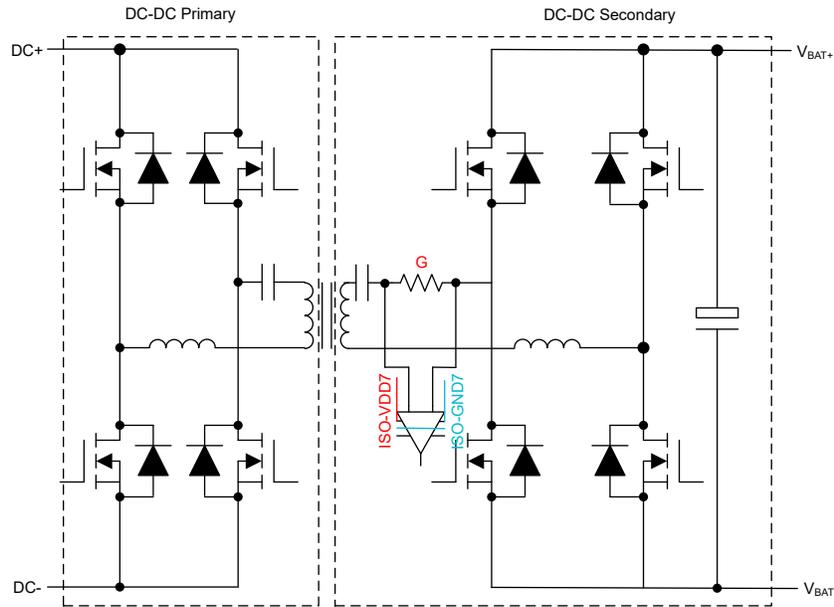


图 3-6. 在隔离式直流/直流转换器的初级或次级谐振回路处进行电流检测

在图 3-6 中，两条绿色光标线表示过零和次级侧 FET 导通之间的传播延迟。

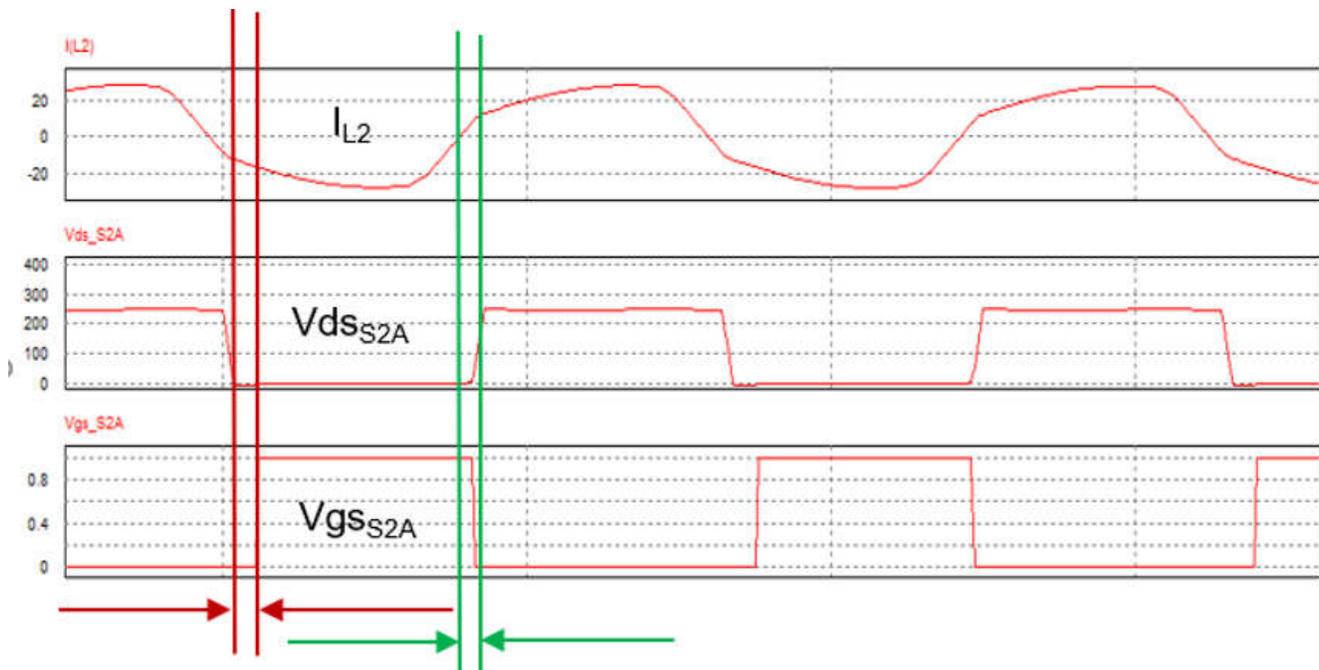


图 3-7. 过零检测的传播延迟

在 CLLLC 拓扑中，ZCD 电路的先进实现方式是将电流互感器 (CT) 或 Rogowski 线圈与谐振电容器串联在一起放置在初级侧和次级侧。CT 或 Rogowski 线圈方法的典型传播延迟在 100ns 到 200ns 之间。该延迟可能在 CLLLC 拓扑中导致显著损耗，从而对直流/直流转换器的整体效率产生负面影响。假设峰值电流约为 30A、谐振开关频率为 500kHz 且导通延迟为 100ns，则体二极管 FET (正向电压为 4.5V) 承载着 9.3A 的电流，直到 FET 导通为止。这导致每个 FET 的峰值能量损耗约为 42W。

图 3-8 展示了一种替代方法。在该方法中，谐振电容器的电压与微分器电路相结合，以重新生成正弦电流。重新生成的正弦信号由差分到单端 OPA (OPA354) 和快速比较器 (TLV3501) 进一步处理来进行过零检测。

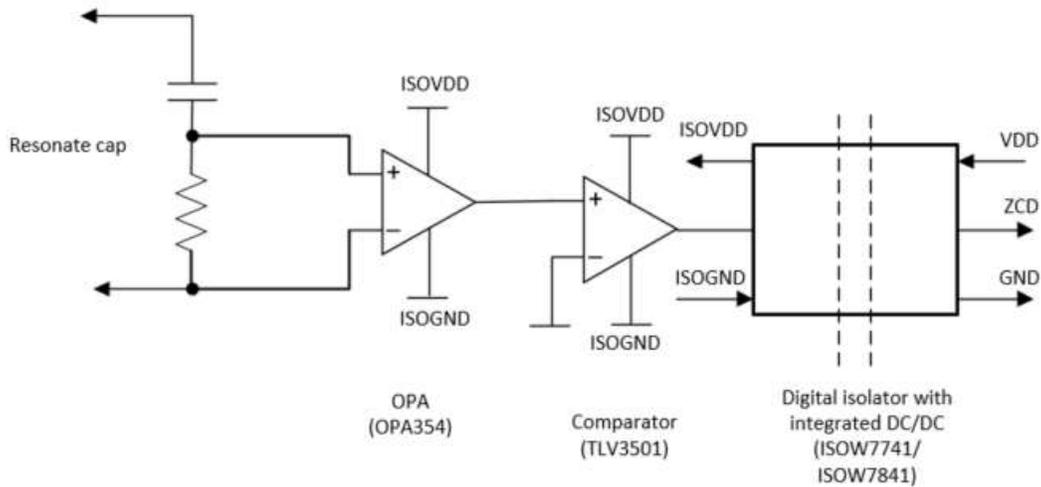


图 3-8. 采用 ISOW7741、ISOW7841 的 ZCD 电路

过零信号由数字隔离器 (ISOW7741 或 ISOW7841) 进行隔离。这些数字隔离器集成了隔离式直流/直流转换器，可为 OPA 和比较器器件生成隔离式电源。OPA354、TLV3501 和 ISOW7741 的传播延迟分别为 0.6ns、4.5ns 和 10.7ns，因此整个设计的总传播延迟为 15.8ns，约为 CT 或 Rogowski 线圈方法的十分之一。假设开关频率和峰值电流与之前的示例相同，一个 FET 中的峰值能量损耗可从 42W 降至仅 6.7W (对整体效率产生积极影响)。

3.4 检测点 E、F 和 G 汇总以及产品建议

表 3-1 总结了在 E、F 和 G 点进行电流检测的优缺点。故障保护需要使用智能栅极驱动器来处理，电流传感器无法足够快地进行检测。采用图 3-8 中所示的新型 ZCD 可以显著改善功率损耗。

表 3-1. 在 E、F 和 G 点处进行电流检测的优缺点

	E	F	G
精确的电流输出调节	(+)	(+)	(-)
过流故障保护	(-)	(-)	(+)
轻松供电	(+)	(-) ⁽¹⁾	(-)
ZCD	不适用	不适用	(+)

(1) F 点需要高于 VOUT + 的浮动电源

表 3-2. 适合在 E、F 和 G 点进行电流检测的产品

电流检测点	注释和挑战	隔离电源电压	最小带宽	最大延迟	CMTI	最小精度	产品 (ISO-)AMP ISO-ADC
E	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	> 10kHz	-	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
F	正支路电流和故障检测	需要高于 OUT+ 的浮动电源	> 10kHz	-	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
G	对于 ZCD	来自上部栅极驱动器	> 1MHz	< 200ns	高	-	OPA354 TLV3501 ISOW7841 ISOW7741

4 结语

带宽、增益和偏移误差等电流传感器参数会对直流充电站中电源转换系统的控制环路调节性能产生显著影响。

本应用手册分别针对交流/直流级和直流/直流级进行了系统仿真，并根据不同的功能定义了电流传感器的最低要求。本文档中的结果表明，在直流充电站中，基于分流器的设计不仅可以匹配所有测量点，甚至提供更高的性能，并且功耗较低。然而，在直流/直流转换器的开关节点，当需要实现低延迟过零电流检测时，基于分流器的电流检测存在一些挑战。因此，我们提出了一种检测电流过零的替代方法。

总之，本应用手册中采用的方法不仅适用于 11kW 系统，而且还可以扩展到更高的功率，从而为电流传感器的选择提供了适当的指导。

5 参考资料

1. 德州仪器 (TI), [AMC1302 ±50mV 输入、增强型隔离精密放大器 数据表](#)
2. 德州仪器 (TI), [AMC1306x 具有高 CMTI 的小型、高精度、增强型隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器 数据表](#)
3. 德州仪器 (TI), [AMC3302 具有集成式直流/直流转换器的高精度、±50mV 输入、增强型隔离式放大器 数据表](#)
4. 德州仪器 (TI), [AMC3306M05 具有集成直流/直流转换器的高精度、±50mV 输入增强型隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器 数据表](#)
5. 德州仪器 (TI), [ISOW784x 具有集成式高效低发射直流/直流转换器的高性能 5000VRMS 增强型四通道数字隔离器 数据表](#)
6. 德州仪器 (TI), [ISOW774x 具有集成式低发射、低噪声直流/直流转换器的四通道数字隔离器 数据表](#)
7. 德州仪器 (TI), [电源的传导 EMI 规格概述 营销白皮书](#)
8. 德州仪器 (TI), [TIDA-01606 10kW 双向三相三级 \(T 型\) 逆变器和 PFC 参考设计](#)
9. 德州仪器 (TI), [TIDA-010210 基于 GaN 的 11kW 双向三相 ANPC 参考设计](#)
10. 德州仪器 (TI), [TIDA-010054 适用于 3 级电动汽车充电站的双向双有源电桥参考设计](#)
11. 德州仪器 (TI), [适用于三相并网应用并采用 C2000™ 微控制器的软件锁相环设计 应用手册](#)
12. [适用于低开关频率转换器的多速率谐波补偿控制方案、建模和分析](#)

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司